I. NOVAC

E. MICU
E. ANDREESCU
R. CODOIU
E. ROSU
M. BABESCU

Gh. ATANASIU
I. BIVOL
Gh. DUDIȚĂ
D. IRHAȘIU
I. POP

MAȘINI ȘI ACȚIONĂRI ELECTRICE

MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÎNTULUI

Prof. dr. ing. **IOAN NOVAC**
Conf. dr. ing. **EMIL MICU**
Conf. dr. ing. **GHEORGHE ATANASIU**
Șef lucr. ing. **EMANUEL ANDREESCU**
Șef lucr. ing. **IOAN BIVOL**
Șef lucr. ing. **REMUS CODOIU**
Șef lucr. ing. **GHEORGHE DUDIȚĂ**
Șef lucr. ing. **EMIL ROȘU**
Asist. dr. ing. **MARIUS BABESCU**
Asist. ing. **DOINA IRHAȘIU**
Asist. ing. **IOAN POP**

MAȘINI ȘI ACȚIONĂRI ELECTRICE

PENTRU SUBINGINERI

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, BUCUREȘTI

Lucrarea a fost analizată și avizată de colectivul catedrei de specialitate și consiliul profesoral al Facultății de electrotehnică și de Biroul senatului Institutului politehnic — Timișoara, de consiliul profesoral al Facultății de învățămînt tehnic și Biroul senatului Institutului de învățămînt superior din Baia Mare, precum și de consiliul profesoral din Institutul de subingineri din Hunedoara.

Contribuția autorilor la elaborarea lucrării a fost următoarea:

Ioan Novac	cap. 1, cap. 3, paragraful 7.6 și coordonarea lucrării
Ioan Novac **Marius Babescu**	cap. 4
Emil Micu	paragrafele 7.1, 7.8, 8.1, 8.3
Gheorghe Atanasiu	cap. 5, cap. 6
Emanuel Andreescu **Ioan Pop**	paragrafele 7.2—7.5 ; 7.7, cap. 10
Ioan Bivol **Emil Roșu**	paragraful 8.2, cap. 11
Remus Codoiu	cap. 9
Gh. Dudiță	cap. 2
Doina Irhașiu	problemele la cap. 1, 3, 4, 5.

Redactor: ing. **Alexandra-Ilia Moraru**
Tehnoredactor: **Viorica Condopol**
Coperta: **Victor Wegeman**

PREFAȚĂ

În lucrare sînt tratate problemele generale și cele care privesc fiecare tip principal de mașină electrică, respectiv, elementele de mecanică ale acționărilor electrice, organele de transmisie dintre mașina electrică și mașina de lucru și sistemele de acționare electrică industrială. Se studiază, de asemenea, și principalele tipuri de mașini electrice speciale ; o atenție deosebită s-a acordat acționărilor electrice cu mutatoare cu semiconductoare, precum și elementelor necesare cunoașterii problemelor ridicate de comanda automată a acționărilor electrice.

Lucrarea se adresează în principal studenților de la cursurile de subingineri, specializarea electromecanică tehnologică, reprezentînd în fapt cursul de Mașini și acționări electrice, prevăzut în planul de învățămînt al acestei specializări. Lucrarea poate fi însă utilizată, dat fiind conținutul de probleme privind mașinile și acționările electrice, și de studenții altor secții de specialitate, în al căror plan de învățămînt este inclusă această disciplină.

Pentru a ușura înțelegerea și aplicarea practică a cunoștințelor tratate, capitolele din curs se încheie, de regulă, cu un număr de probleme de rezolvat.

AUTORII

CUPRINS

Prefață 3

INTRODUCERE 11

1. Elemente privind problemele generale ale mașinilor electrice 13

1.1. Definiții și noțiuni fundamentale. Clasificarea mașinilor electrice 13

1.2. Înfășurările mașinilor electrice 18

1.2.1. Înfășurări de excitație 18

1.2.2. Înfășurări de indus cu comutator 19

1.2.3. Înfășurări de curent alternativ 25

1.3. Solenațiile și cîmpurile magnetice ale înfășurărilor 30

1.3.1. Solenații și cîmpuri magnetice de excitație. Cîmpuri învîrtitoare obținute pe cale mecanică 32

1.3.2. Solenația și cîmpul magnetic al înfășurării de indus cu comutator 34

1.3.3. Solenația și cîmpul magnetic al înfășurării de curent alternativ. Cîmpuri învîrtitoare obținute pe cale electromagnetică 35

1.4. Tensiunile electromotoare induse în înfășurările de mașini electrice 40

1.4.1. T.e.m. din indusul cu comutator 40

1.4.2. T.e.m. indusă în înfășurarea de curent alternativ 42

1.5. Cuplul dezvoltat de mașinile electrice rotative 44

1.6. Materialele utilizate în construcția mașinilor electrice 47

1.7. Pierderile și randamentul mașinilor electrice 50

Probleme 52

2. Mașina de curent continuu 55

2.1. Generalități și definiții 55

2.2. Elemente constructive și funcționale 55

2.2.1. Elemente de ordin constructiv 55

2.2.2. Principiul de funcționare 58

2.3. Regimuri de funcționare 59

2.4. Reacția de indus 61

2.5. Comutația 64

2.6. Funcționarea în regim de generator 67

2.6.1. Generatorul de curent continuu cu excitație independentă (separată) 67

2.6.2. Generatorul de curent continuu cu excitație în derivație 71

2.6.3. Generatorul de curent continuu cu excitație mixtă 75

2.6.4. Comparație între generatoarele de curent continuu cu diferite tipuri de excitație 76

2.7. Funcționarea în regim de motor 77

2.7.1. Motorul de curent continuu cu excitație independentă (sau derivație) 77

2.7.2. Motorul de curent continuu cu excitație în serie 80

2.7.3. Motorul de curent continuu cu excitație mixtă 82

Probleme 83

3. Transformatorul electric 84

3.1. Generalităţi şi definiţii 84

3.2. Elemente constructive şi funcţionale 85

3.3. Transformatorul monofazat 88

3.3.1. Procese fizice. Ecuaţiile de funcţionare 88

3.3.2. Ecuaţiile, schema electrică echivalentă şi diagrama fazorială a transformatorului cu secundarul redus la primar 93

3.4. Transformatorul trifazat 96

3.4.1. Conexiunile înfăşurărilor. Grupe de conexiuni 96

3.4.2. Funcţionarea transformatorului trifazat în sarcină simetrică. Ecuaţiile de funcţionare 99

3.4.3. Caracteristici de funcţionare 102

3.4.4. Funcţionarea transformatorului trifazat în sarcină nesimetrică 104

3.5. Regimurile de funcţionare limită. Încercarea în gol şi în scurtcircuit a transformatorului 106

3.5.1. Regimul de funcţionare în gol 106

3.5.2. Regimul de funcţionare în scurtcircuit 107

3.5.3. Determinarea experimentală a principalilor parametri şi mărimi de funcţionare ale transformatorului 109

3.6. Funcţionarea în paralel a transformatoarelor 111

3.6.1. Condiţiile de legare în paralel a transformatoarelor 112

3.6.2. Condiţiile de funcţionare optimă în paralel a transformatoarelor 113

3.7. Tipuri de transformatoare cu construcţie particulară sau cu destinaţie specială 116

3.7.1. Autotransformatorul 116

3.7.2. Transformatoare pentru sudare cu arc electric 118

3.8. Comportarea transformatoarelor la utilizarea lor pentru alimentarea mutatoarelor cu semiconductoare 120

Probleme 122

4. Maşina asincronă 125

4.1. Generalităţi şi definiţii 125

4.2. Elemente constructive şi funcţionale 126

4.2.1. Elemente de ordin constructiv 126

4.2.2. Principiul de funcţionare 128

4.3. Regimuri de funcţionare 130

4.3.1. Regimul de motor 130

4.3.2. Regimul de generator 131

4.3.3. Regimul de frînă electromagnetică 132

4.4. Funcţionarea în regim de motor 133

4.4.1. Ecuaţiile de funcţionare. Rotorul echivalent 133

4.4.2. Scheme echivalente. Diagrama fazorială 138

4.4.3. Cuplul electromagnetic.... 140

4.4.4. Diagrama cercului 145

4.4.5. Caracteristicile de funcţionare 150

4.5. Motoare asincrone cu efect pelicular 152

4.5.1. Motoare asincrone cu bare înalte 152

4.5.2. Motoare asincrone cu colivii multiple 153

4.6. Motoare asincrone cu mai multe turaţii. Motoare cu schimbarea numărului de poli 155

4.7. Maşina asincronă trifazată în regim de generator 156

4.7.1. Generatorul asincron cuplat la reţea 156

4.7.2. Generatorul asincron autonom 158

4.8. Maşini asincrone monofazate şi liniare 160

4.8.1. Motorul monofazat normal 160

4.8.2. Motorul monofazat cu fază auxiliară 163

4.8.3. Motorul monofazat cu poli ecranați 164
4.8.4. Motorul asincron liniar.... 165
4.9. Regulatorul de inducție 167
4.9.1. Regulatorul de inducție trifazat 168
4.9.2. Regulatorul de inducție monofazat 169
Probleme 170

5. Mașina sincronă 172

5.1. Generalități și definiții 172
5.2. Elemente constructive 173
5.3. Sisteme de excitație 180
5.4. Regimurile de funcționare.... 182
5.5. Funcționarea în regim de generator 182
5.5.1. Reacția indusului 182
5.5.2. Ecuațiile de funcționare și diagramele fazoriale 188
5.5.3. Cuplul electromagnetic.... 192
5.5.4. Caracteristicile generatorului sincron autonom în regim staționar simetric 195
5.5.5. Determinarea tensiunii magnetomotoare la mersul în sarcină 198
5.5.6. Funcționarea în paralel a generatoarelor sincrone 199
5.5.7. Caracteristicile generatorului sincron conectat la o rețea 200
5.6. Funcționarea în regim de motor 201
5.6.1. Ecuațiile de funcționare și diagramele fazoriale 202
5.6.2. Funcționarea motorului sincron la cuplu constant și modificări ale curentului de excitație 203
5.6.3. Funcționarea motorului sincron la curent de excitație constant și modificări ale sarcinii. Stabilitatea statică și dinamică 204
5.6.4. Caracteristicile motorului sincron 207
5.7. Compensatorul sincron 207
5.8. Regimurile nesimetrice ale mașinii sincrone 208
5.8.1. Funcționarea generatorului sincron în sarcină nesimetrică 210
5.9. Procese tranzitorii în mașini sincrone 210
5.9.1. Scurtcircuitul brusc al generatorului sincron 211
5.9.2. Pendulațiile electromagnetice ale mașinii sincrone 214
Probleme 216

6. Elemente de mașini electrice speciale 220

6.1. Considerații introductive 220
6.2. Mașini electrice amplificatoare 220
6.2.1. Amplidina 222
6.3. Tahogeneratoare 224
6.3.1. Tahogeneratoare sincrone 224
6.3.2. Tahogeneratoare asincrone 225
6.3.3. Tahogeneratoare de curent continuu 226
6.4. Servomotoare 226
6.4.1. Servomotoare asincrone 227
6.4.2. Servomotoare de curent continuu 231
6.5. Motoare electrice pas cu pas 235
6.6. Selsine 237
6.6.1. Regimurile de funcționare ale selsinelor 239
6.7. Amplificatoare magnetice 241
Probleme 244

7. Elemente fundamentale privind sistemele de acționare electrică 247

7.1. Structura și clasificarea sistemelor de acționare electrică 247
7.2. Cinematica acționărilor electrice 250
7.3. Dinamica acționărilor electrice 253
7.3.1. Ecuația mișcării 253
7.3.2. Raportarea la un arbore 256
7.4. Caracteristicile de funcționare ale mașinilor de lucru și ale mașinilor electrice de acționare 259
7.4.1. Cuplul static rezistent dependent de viteză 260

7.4.2. Cuplul static dependent de unghiul de rotaţie sau de drum 262
7.4.3. Cuplul static rezistent dependent de timp 262
7.4.4. Caracteristicile mecanice ale maşinilor electrice de acţionare 263
7.5. Stabilitatea funcţionării acţionărilor electrice 263
7.6. Procese nestaţionare în funcţionarea sistemelor de acţionare 265
7.6.1. Generalităţi. Metode de studiu 265
7.6.2. Procese nestaţionare lente 267
7.6.3. Procese nestaţionare rapide 270
7.6.4. Acţionări cu şocuri de sarcină 272
7.7. Organele de transmisie dintre motor şi maşina de lucru.... 274
7.7.1. Alegerea raportului de transmisie 275
7.7.2. Cuplaje electromagnetice 276
7.8. Noţiuni de mutatoare cu semiconductoare folosite în acţionările electrice 282
7.8.1. Dispozitive semiconductoare în electronica de putere 282
7.8.2. Mutatoare 289
Probleme 298

8. Acţionări electrice industriale 300

8.1. Acţionări electrice cu motoare de curent continuu 300
8.1.1. Particularităţile utilizării motorului de curent continuu 300
8.1.2. Pornirea motoarelor de curent continuu 301
8.1.3. Frînarea şi inversarea sensului de rotaţie la acţionările cu motoare de curent continuu 307
8.1.4. Modificarea vitezei motoarelor de curent continuu (metode clasice) 314
8.1.5. Modificarea vitezei motoarelor de curent continuu cu mutatoare cu tiristoare.... 324
Probleme 340
8.2. Acţionări electrice cu motoare asincrone 342
8.2.1. Particularităţile utilizării motoarelor asincrone 342
8.2.2. Pornirea motoarelor asincrone 342
8.2.3. Frînarea şi inversarea sensului de rotaţie la acţionările cu motoare asincrone 352
8.2.4. Modificarea vitezei motoarelor asincrone (metode clasice) 362
8.2.5. Modificarea vitezei motoarelor asincrone prin intermediul mutatoarelor cu semiconductoare 365
Probleme 385
8.3. Acţionări electrice cu motoare sincrone 387
8.3.1. Particularităţile utilizării motorului sincron 387
8.3.2. Aplicarea excitaţiei statice la motoarele sincrone 388
8.3.3. Reglarea excitaţiei motoarelor sincrone 391
8.3.4. Pornirea motoarelor sincrone 394
8.3.5. Modificarea vitezei motoarelor sincrone 397
8.3.6. Frînarea motoarelor sincrone 399

9. Alegerea motoarelor electrice de acţionare 401

9.1. Condiţii generale 401
9.2. Alegerea tipului funcţional şi a mărimilor nominale impuse ale motorului electric de acţionare 401
9.3. Alegerea motorului de acţionare în funcţie de condiţiile normalizate de interacţiune motor-mediu 404
9.4. Încălzirea şi răcirea maşinilor electrice 410
9.5. Servicii de funcţionare 417

9.6. Alegerea puterii motorului de acționare din punct de vedere al încălzirii (termic) 421
9.6.1. Metoda pierderilor medii 423
9.6.2. Metoda mărimilor echivalente 424
9.6.3. Determinarea puterii motoarelor în serviciile S3 și S6 424
9.6.4. Determinarea puterii motoarelor în serviciile S4, S5, S7, S8 425
9.6.5. Determinarea puterii motoarelor în serviciul S2 429
9.7. Verificări netermice în alegerea motorului de acționare 430

10. Elemente privind comanda automată a acționărilor electrice 432

10.1. Noțiuni de bază privind comanda automată a acționărilor electrice. Elemente privind schemele electrice de comandă automată 432
10.1.1. Noțiuni de bază privind comanda automată a acționărilor electrice 432
10.1.2. Elemente privind schemele electrice de comandă automată 433
10.1.3. Condiții ce se impun sistemelor de comandă automată a acționărilor electrice 442
10.2. Principii de comandă automată a pornirii, frînării și reversării motoarelor electrice 443
10.3. Comanda automată a motoarelor de curent continuu 444
10.3.1. Schemă de comandă în funcție de viteză 445
10.3.2. Schemă de comandă în funcție de curent 446
10.3.3. Schemă de comandă în funcție de timp 448
10.3.4. Scheme de comandă cu mutatoare 449
10.4. Comanda automată a motoarelor asincrone 450
10.4.1. Scheme pentru comanda automată a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit 450
10.4.2. Scheme pentru comanda automată a motorului asincron cu inele 453
10.5 Comanda automată a motoarelor sincrone 456

11. Probleme energetice ale sistemelor de acționare electrică 459

11.1. Energetica sistemelor de acționare în regimuri staționare 459
11.2. Energetica sistemelor de acționare în regimuri dinamice 461
11.3. Energia reactivă în sistemele de acționare 465
11.4. Regimul deformant în sistemele de acționare 466
11.5. Metode de estimare a consumurilor de energie electrică ale sistemelor de acționare 469

Bibliografie 473

Anexă 474

INTRODUCERE

Programul Partidului Comunist Român adoptat la cel de al XII-lea Congres al P.C.R. prevede ca obiectiv fundamental al planului cincinal 1981—1985 creşterea în continuare, în ritm susţinut, a economiei naţionale, afirmarea cu putere a revoluţiei tehnico-ştiinţifice în toate domeniile, trecerea la o nouă calitate a întregii activităţi economico-sociale, astfel încît România să depăşească stadiul de ţară socialistă în curs de dezvoltare şi să devină o ţară socialistă mediu dezvoltată.

Corespunzător acestui obiectiv principal, o atenţie deosebită se prevede a se acorda în cursul acestui cincinal lărgirii bazei proprii de materii prime şi de energie şi accelerării procesului de restructurare a industriei, prin creşterea prioritară a ramurilor de prelucrare avansată.

În această perioadă, electrotehnica şi electronica vor cunoaşte o puternică dezvoltare. O orientare principală a cincinalului 1981—1985 priveşte creşterea bazei energetice, cu accent pe utilizarea cărbunilor în producţia de energie electrică şi termică, pe valorificarea potenţialului hidroenergetic, pe construcţia de centrale nuclearo-electrice şi pe folosirea de noi surse de energie. Se prevede, de asemenea, o creştere, într-un ritm mediu anual de 7—7,5 la sută, a productivităţii în industrie, în acest sens un rol însemnat revenind extinderii mecanizării şi automatizării, respectiv folosirii maşinilor agregate multifuncţionale, a roboţilor industriali şi a microprocesoarelor.

În producerea energiei electrice, maşinile electrice, care realizează conversia electromecanică a energiei, prezintă o importanţă primordială, dat fiind faptul că în prezent transformarea diferitelor forme de energie în energie electrică se realizează, în cea mai mare parte, prin trecerea lor în prima fază în forma de energie mecanică. Deşi se întrevăd posibilităţi de obţinere şi de extindere a unor metode de obţinere a energiei electrice prin conversia directă a unor forme de energie (prin convertoare termoelectrice, termoionice, fotoelectrice, magnetohidrodinamice etc.), conform tuturor previziunilor, producerea de energie electrică se va baza încă o bună perioadă de timp pe folosirea, în principal, a generatoarelor electrice.

Maşinile electrice s-au dezvoltat începînd cu a doua jumătate a secolului XIX, ca urmare a descoperirii de către F a r a d a y a fenomenului de inducţie electromagnetică. Avînd proprietatea de a fi reversibile, adică de a putea funcţiona atît în regim de generator cît şi în regim de motor, maşinile electrice şi-au găsit utilizare nu numai ca maşini producătoare de energie electrică, ci şi ca motoare de acţionare.

Dezvoltarea rapidă a reţelelor şi instalaţiilor electrice precum şi avantajele importante ale acţionărilor electrice (o gamă largă de puteri

în care pot fi folosite, limite mari de turație care pot fi asigurate, randament ridicat al motoarelor electrice, comandă și reglare a acționării în condiții economice etc.) au determinat o foarte rapidă dezvoltare, perfecționare și diversificare a mașinilor electrice, astfel încît în prezent energia electrică este produsă în cea mai mare parte de către mașini electrice, iar acționările electrice au înlocuit practic în toate domeniile acționările cu motoare hidraulice și termice.

În țara noastră bazele producției de mașini electrice s-au pus abia după 1944. În conformitate cu politica partidului și statului nostru de industrializare a României, producția de mașini electrice a cunoscut ulterior un avînt deosebit, astfel că, actualmente, ea satisface practic întreaga cerere de mașini electrice din țară, precum și numeroase cereri de export, inclusiv în țări cu tradiție în construcția de mașini electrice. Se fabrică, în prezent, transformatoare și generatoare sincrone de mare putere, motoare asincrone într-o gamă largă de puteri, de la micromotoare pînă la mașini de 1 000 kW, precum și diverse tipuri de mașini electrice speciale. Ca urmare, acționările electrice complexe s-au extins în toate ramurile industriale, inclusiv cele de mare putere, cu mutatoare.

Direcțiile de dezvoltare în continuare a mașinilor electrice vizează creșterea puterii lor și îmbunătățirea parametrilor funcționali, simultan cu reducerea greutății și a dimensiunilor lor. În acest scop, eforturile principale sînt îndreptate spre folosirea unor materiale active și electroizolante cu proprietăți superioare, aplicarea echipamentelor electronice de prelucrare a datelor în studiul cît mai exact al fenomenelor complexe din mașinile electrice, introducerea tehnicii criogenice și a supraconductivității ca soluții de construcție a unor mașini de foarte mare putere etc.

Perspectivele de perfecționare a modificatoarelor statice de frecvență, a mutatoarelor cu elemente semiconductoare în general, îndreptățesc presupunerea că utilizarea mașinilor electrice și acționările electrice vor cunoaște în continuare o largă răspîndire.

1.

ELEMENTE PRIVIND PROBLEMELE GENERALE ALE MAŞINILOR ELECTRICE

1.1. DEFINIŢII ŞI NOŢIUNI FUNDAMENTALE. CLASIFICAREA MAŞINILOR ELECTRICE

Prin *maşini electrice* se înţeleg maşinile prin care se realizează conversia electromecanică a energiei sau modificarea parametrilor energiei electromagnetice. Cu excepţia cazului limită de maşină electrică reprezentat de transformatorul electric, care nu are părţi mobile, în cursul transformării de energie realizată de maşinile electrice intervine forma stereomecanică a unor corpuri solide în mişcare.

În general, maşina electrică are ca părţi constitutive principale două sau mai multe circuite electrice, plasate pe două armături feromagnetice mobile relativ. Există însă şi maşini electrice avînd un singur circuit electric (maşinile magnetoelectrice, motoarele sincrone reactive) sau o singură armătură feromagnetică (transformatorul electric).

În funcţie de natura cuplajului dintre circuitele electrice se deosebesc :

a) *maşini electrice electrostatice,* la care circuitele electrice sînt cuplate numai electric (galvanic) ;

b) *maşini electrice electromagnetice,* la care circuitele electrice sînt cuplate numai magnetic sau magnetic şi electric.

O a treia categorie de maşini electrice este aceea a *maşinilor magnetoelectrice,* la care cîmpul magnetic principal nu se obţine cu ajutorul unui circuit electric ci prin intermediul unor magneţi permanenţi.

Maşinile electrice folosite în prezent sînt, în marea lor majoritate, de tip electromagnetic, ceea ce explică atenţia ce li se va acorda în continuare.

După felul de mişcare pe care o descrie partea mobilă a maşinii se deosebesc *maşini electrice rotative* şi *maşini electrice liniare.* Principalele maşini electrice folosite în practică sînt cele rotative, maşinile electrice liniare găsindu-se, deocamdată, în stadiul utilizării lor într-un domeniu relativ restrîns de acţionări electrice particulare.

Dacă maşina electrică realizează transformarea energiei mecanice în energie electromagnetică, pe care o transmite unui consumator electric, ea funcţionează în *regim de generator (ca generator electric).* Dacă transformarea de energie realizată este de sens invers, maşina electrică

funcționează în *regim de motor (ca motor electric).* Mașinile electrice care transformă parametrii energiei electromagnetice au primit denumirea de *convertizoare electrice.* Prin asemenea mașini se pot modifica valorile curentului și tensiunii, frecvența acestora, numărul de faze, sau chiar forma curentului (continuu-alternativ sau invers).

În funcție de sensul pe care îl stabilim pentru fluxul de energie, mașinile electrice pot funcționa atît ca generator cît și ca motor electric, avînd astfel proprietatea, enunțată de L e n z încă în 1834, de a fi *reversibile.*

Pentru ca să poată funcționa, în unul dintre circuitele electrice ale mașinii electrice este necesar să existe o tensiune electromotoare care să asigure :

a) tensiunea la bornele consumatorului electric alimentat de generatorul sau convertizorul electric ;

b) echilibrarea tensiunii aplicate la bornele circuitului electric respectiv, cînd el reprezintă circuitul prin care mașina, funcționînd ca motor, primește puterea electrică pe care urmează să o transforme în putere mecanică.

În toate mașinile electrice această tensiune se induce în circuitul electric respectiv cu ajutorul unui cîmp magnetic creat în mașină, variabil în timp în raport cu acest circuit, astfel încît să fie îndeplinite circumstanțele în care să se poată manifesta legea inducției electromagnetice. Interacțiunea dintre curentul care trece prin circuitul indus și cîmpul magnetic din mașină conduce, în condițiile construcției potrivite a mașinii, la apariția unui cuplu care echilibrează cuplul exterior imprimat părții mobile, asigurînd astfel funcționarea mașinii cu o turație constantă (la mașinile liniare — cu viteză constantă).

Circuitul electric al mașinii în care se induce tensiunea electromotoare utilă se numește *circuitul indus,* iar cîmpul magnetic creat în mașină cu mijloace exterioare acestui circuit electric — *cîmpul magnetic inductor* sau de *excitație al mașinii.* În cazul mașinilor de tip electromagnetic, acest cîmp se realizează forțînd trecerea unui curent electric potrivit prin cel de al doilea circuit electric al mașinii, denumit *circuitul inductor (de excitație).*

De obicei, pentru a asigura caracterul variabil al cîmpului magnetic de excitație în raport cu circuitul indus, cele două circuite electrice se plasează, unul, în partea mobilă a mașinii, celălalt în partea fixă a ei. Partea mașinii electrice prin care se creează cîmpul magnetic de excitație reprezintă *inductorul,* iar partea care conține circuitul în care acest cîmp induce tensiunea electromotoare utilă — *indusul mașinii.*

După cum este lesne de înțeles, armăturile feromagnetice pe care se fixează circuitele electrice ușurează închiderea liniilor de cîmp magnetic prin mașina și cuplarea magnetică a acestor circuite.

În cazul mașinilor electrice rotative partea fixă, imobilă, a mașinii (*S* în figura 1.1) se numește *stator,* iar partea mobilă (*R* în figura 1.1) — *rotor.* Distanța δ dintre periferia interioară a statorului și periferia exterioară a rotorului reprezintă *întrefierul* mașinii.

Armăturile feromagnetice ale statorului și rotorului au primit denumirea de *miezuri magnetice.* Circuitele electrice ale statorului și rotorului, numite în terminologia obișnuită *înfășurări* sau *bobinaje,* se fixează pe cele două miezuri cît mai aproape posibil de întrefier, ca să se obțină în acest fel un cuplaj magnetic cît mai strîns între ele. La mași-

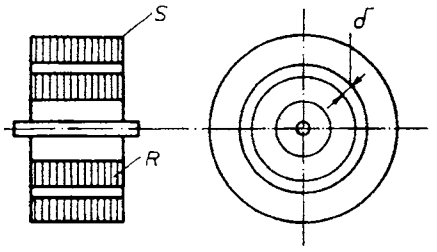


Fig. 1.1. Forma constructivă de bază a mașinilor electrice.

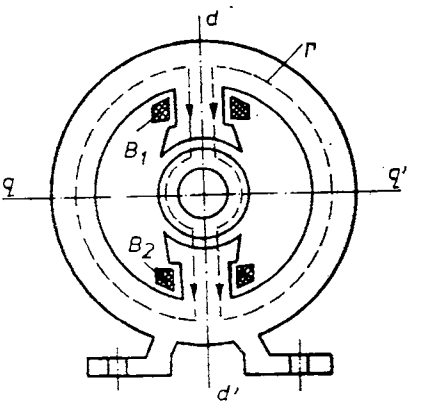


Fig. 1.2. Forma constructivă a mașinilor electrice cu poli aparenți.

nile electrice rotative obișnuite ele sînt astfel realizate încît, atunci cînd sînt parcurse de curentul electric, să determine de-a lungul periferiei mașinii zone alternative de polaritate N—S. Pe lîngă acest tip de mașini electrice, numite *heteropolare,* se folosesc uneori și așa-numitele mașini *homopolare,* la care statorul prezintă o polaritate, iar rotorul — polaritatea opusă. Utilizarea lor este însă restrînsă (ca generatoare de curent continuu de curenți mari și tensiuni joase sau ca generatoare de curent alternativ de medie sau înaltă frecvență).

Dacă întrefierul este constant pe întreaga periferie a mașinii, ca în figura 1.1, se spune că mașina este o mașină *cu poli plini* sau *înecați.* Există însă și mașini electrice la care, *fie pe partea statorică* (ca în figura 1.2), *fie pe partea rotorică,* intervin, uniform repartizate pe periferia mașinii, importante spații libere, respectiv proeminențe magnetice, de dimensiuni identice. Asemenea mașini poartă numele de mașini electrice *cu poli aparenți* sau *proeminenți.*

Miezurile cu poli aparenți se compun din polii propriu-ziși și din partea de miez care face legătura între poli, numit *jug* (în cazul figurii 1.2 — jug statoric). Polii prezintă, fiecare un *corp al polului,* pe care se plasează bobinele B_1, B_2 etc. (care, legate în serie între ele, formează înfășurarea) și o *talpă polară* mai dezvoltată. Realizarea polilor sub o formă identică și distribuția lor uniformă sînt determinate de necesitatea asigurării unei forme constructive simetrice a mașinii.

În cazul mașinilor cu poli plini, bobinele din care se compune înfășurarea sînt plasate în niște *crestături* practicate pe periferia miezului (fig. 1.3). Bobinele respective sînt legate între ele după anumite legi,

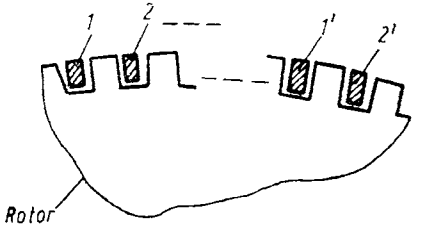


Fig. 1.3. Modul de așezare a bobinelor în crestături.

astfel încît atunci cînd înfăşurarea este parcursă de curent miezul să prezinte zone succesive de polaritate N—S—N—S...

Înfăşurările constituite din bobine concentrate aşezate pe poli aparenţi se numesc *concentrate,* iar cele formate din bobine plasate în crestături — *repartizate.*

Pentru crearea cîmpului magnetic inductor se poate folosi atît înfăşurarea statorică cît şi cea rotorică. Există, prin urmare, maşini electrice la care inductorul este reprezentat de stator şi maşini electrice al căror inductor este rotorul.

Dacă maşina electrică, excitată, funcţionează în gol *, cîmpul magnetic al maşinii este reprezentat practic de cîmpul de excitaţie. El se închide pe drumul de reluctanţă minimă, prin cele două miezuri, străbătînd în două rînduri întrefierul. Pentru cazul maşinii din figura 1.2, la care presupunem că inductorul este statorul, configuraţia simplificată a cîmpului magnetic inductor este aceea reprezentată de liniile de cîmp Γ.

Axa de simetrie a polului inductor poartă numele de *axă longitudinală* sau de *axă a cîmpului de excitaţie* şi se notează cu *dd'*. Numărul axelor longitudinale ale unei maşini electrice este determinat de *numărul de perechi de poli p* ai inductorului. Bisectoarea unghiului format de două axe longitudinale consecutive reprezintă *axa transversală* sau *axa neutră* în care cîmpul de excitaţie se anulează ; ea se notează obişnuit cu *qq'*.

Distanţa dintre două axe longitudinale, respectiv transversale, consecutive, măsurată pe periferia dinspre întrefier a indusului se numeşte *pas polar* şi se notează cu τ. Valoarea pasului polar este prin urmare :

$$\tau = \frac{\pi D}{2p}, \tag{1.1}$$

dacă prin *D* se notează diametrul indusului.

În compunerea rotorului intră de obicei şi un *organ colector,* necesar pentru a se putea realiza legătura electrică între înfăşurarea rotorului, mobilă în spaţiu odată cu rotorul, şi circuitul electric exterior la care urmează a fi conectată. Această legătură se asigură sub forma unui *contact alunecător* în care organul colector, fixat pe arborele rotorului, reprezintă partea sa mobilă ; partea fixă (imobilă) a contactului alunecător este formată dintr-un număr de *perii colectoare,* care calcă pe organul colector. Se disting două tipuri de organ colector : cu *inele colectoare* şi cu *lamele de colector,* ultimul fiind denumit şi *comutator.*

Inelele colectoare, confecţionate din cupru, sînt caracteristice pentru maşinile rotative la care înfăşurarea rotorului prezintă capete de ieşire. Numărul de inele colectoare este doi cînd înfăşurarea rotorică este o înfăşurare avînd două capete, respectiv trei în cazul cînd înfăşurarea rotorului este trifazată.

Comutatorul este un ansamblu de lamele identice, din cupru, izolate între ele şi poate fi considerat ca rezultînd prin secţionarea în mai multe părţi egale a unui inel de colector. În figura 1.4 este reprezentat cazul cel mai simplu cînd, înfăşurarea reducîndu-se la o singură spiră, comutatorul prezintă numai două lamele. În cazul înfăşurărilor întîlnite în practică, cu un număr de spire mare, grupate în bobine aşezate în crestăturile

* Prin mers în gol se înţelege funcţionarea caracterizată prin aceea că puterea cedată de maşină este nulă ; la mersul în gol, în regim de generator, curentul prin indus este zero, iar în regim de motor are valori foarte mici.

rotorice, numărul de lamele este egal cu cel al bobinelor. La fiecare lamelă se leagă sfîrșitul unei bobine și începutul altei bobine, cu care se leagă în serie. În acest fel, prin intermediul comutatorului bobinele înfășurării sînt legate între ele în serie, înfășurarea rezultînd ca un circuit electric închis. Comutatorul apare în acest caz ca un corp cilindric, prins pe arbore și segmentat într-un număr de lamele izolate între ele.

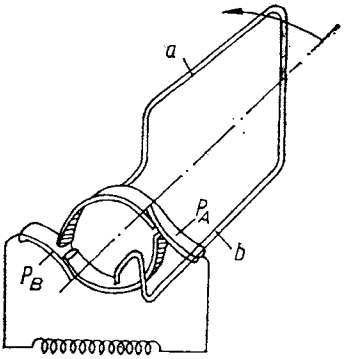


Fig. 1.4. Rotor prevăzut cu o singură spiră și două lamele.

Pentru clasificarea mașinilor electrice se folosesc diferite criterii cum ar fi :

a) sensul de transformare a energiei, după care mașinile electrice se divid în *generatoare* și *motoare* electrice ;

b) natura curentului electric prin indus, după care mașinile electrice sînt împărțite în *mașini electrice de curent continuu* și *mașini electrice de curent alternativ* ;

c) domeniul de utilizare, în funcție de care se deosebesc mașini pentru acționări electrice, pentru prelucrarea metalelor, pentru laboratoare și platforme de încercări ș.a.m.d.

Deși utile pentru practica exploatării, criteriile menționate nu permit o clasificare de fond și precisă, dovedindu-se și formale, neconcludente sau incomplete. În acest sens este suficient să observăm că mașinile electrice sînt reversibile și deci clasificarea lor în generatoare și în motoare este formală, că dintre mașinile de curent continuu unele pot funcționa și în curent alternativ, că mașini utilizate în diverse domenii sînt, nu de puține ori, de același tip ș.a.m.d.

În cele ce urmează vom adopta o clasificare avînd la bază criteriul tipului de organ colector și natura curentului de excitație, elemente concrete de diferențiere a mașinilor electrice în ceea ce privește modul în care se asigură :

— legătura între rotor și circuitele electrice exterioare ;

— crearea cîmpului magnetic principal al mașinii.

Criteriul adoptat are și avantajul că el conduce la cuprinderea tuturor mașinilor electrice de tip electromagnetic într-un sistem unic de clasificare, a cărei schemă este prezentată în tabelul 1.1. Explicația denumi-

Tabelul 1.1

Clasificarea mașinilor electrice în funcție de tipul organului colector și de natura curentului de excitație

Tipul de organ colector	Natura curentului de excitație	
	continuu	alternativ
Comutator	Mașină de curent continuu	Mașină de c.a. cu comutator
Inele colectoare	Mașină sincronă	Mașină asincronă
Fără colector	—	Transformator
Comutator și inele colectoare	Comutatoare electrice	Convertor de frecvență

rilor tipurilor de mașini care rezultă se va da în capitolele în care ele sînt tratate. În schema de clasificare din tabela 1.1 a fost inclus și cazul limită de mașină electrică, fără părți mobile, reprezentat de transformator.

Din punct de vedere al producerii, transportului și distribuției energiei electrice, respectiv al acționărilor electrice prezintă interes, în principal, mașinile de curent continuu, transformatorul, mașinile asincrone și sincrone, precum și unele tipuri de mașini electrice speciale.

1.2. ÎNFĂȘURĂRILE MAȘINILOR ELECTRICE

Prin înfășurări de mașini electrice se înțeleg de obicei înfășurările de mașini rotative, cele ale transformatoarelor electrice (care vor fi descrise în capitolul 3) fiind înfășurări particulare, specifice numai acestui tip de mașină electrică.

Înfășurările de mașini electrice se împart în următoarele trei categorii :

a) *înfășurări de excitație* ;

b) *înfășurări de indus cu comutator* ;

c) *înfășurări de curent alternativ.*

Delimitările sugerate de aceste denumiri nu sînt însă riguroase, înfășurările de curent alternativ, de exemplu, fiind folosite și ca înfășurări de excitație (la mașinile asincrone, la mașinile de c.a. cu comutator), fără ca prin aceasta să fie trecute în prima categorie.

1.2.1. ÎNFĂȘURĂRI DE EXCITAȚIE

Sub această denumire se înțeleg, de obicei, acele înfășurări care, fiind parcurse de un curent continuu, sînt folosite pentru producerea cîmpului magnetic de excitație al mașinii. În funcție de tipul miezului inductor, înfășurările de excitație se pot prezenta ca înfășurări concentrate sau repartizate.

Înfășurările de excitație concentrate sînt caracteristice mașinilor de curent continuu și mașinilor sincrone cu poli aparenți ; ele pot fi însă întîlnite și la unele mașini de curent alternativ monofazate, asincrone sau cu comutator.

Constructiv, aceste înfășurări se compun dintr-un număr de bobine identice, plasate pe corpurile proeminente ale polilor. La puteri mari, pentru a mări suprafața de cedare de căldură a bobinelor, acestea se realizează, în general, din mai multe bobine parțiale, separate între ele. În figurile 1.5, *a* și *b* sînt reprezentate, pentru cazul unei mașini tetrapolare, o înfășurare de excitație concentrată statorică, respectiv una rotorică. Bobinele polilor se leagă electric între ele, de obicei în serie, astfel ca la trecerea curentului de excitație I_E prin înfășurare polii să rezulte, succesiv, de polaritate N—S.

Înfășurările de excitație repartizate sînt folosite în rotorul mașinilor sincrone cu poli plini. Pentru a se obține o distribuție mai favorabilă a cîmpului magnetic rotorul este crestat numai pe 2/3 din periferia sa (fig. 1.6) ; înfășurarea se compune din bobine care se introduc în crestăturile cu care este prevăzut rotorul și se leagă în serie în mod potrivit.

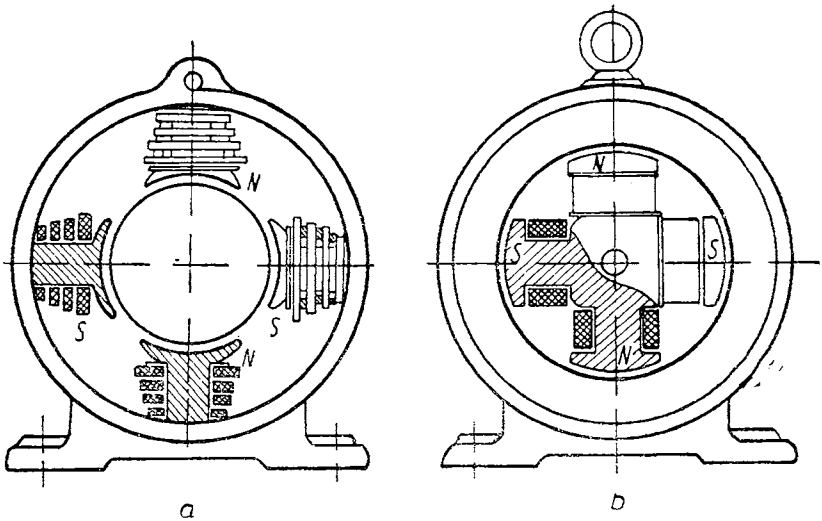


Fig. 1.5. Înfăşurarea de excitaţie concentrată pe poli aparenţi din : *a* — stator; *b* — rotor.

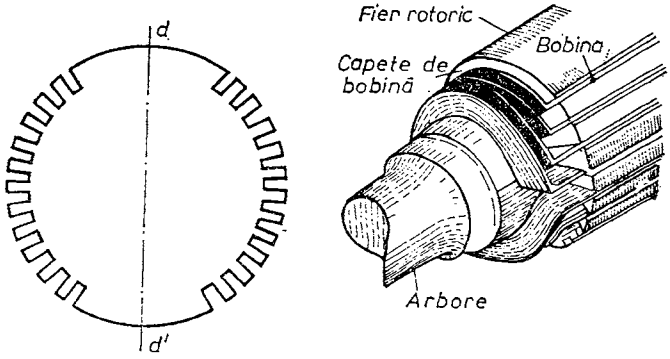


Fig. 1.6. Înfăşurarea de excitaţie repartizată : *a* — modul de crestare a rotorului; *b* — rotor cu bobine.

1.2.2. ÎNFĂŞURĂRI DE INDUS CU COMUTATOR

1.2.2.1. Definiţii. Caracteristici principale

Cunoscute şi sub numele de *înfăşurări de curent continuu* (denumire păstrată din perioada cînd se foloseau numai la maşinile de c.c.), înfăşurările cu comutator s-au executat, la început, sub forma de *înfăşurări în inel* (fig. 1.7).

La maşinile cu comutator moderne, înfăşurarea se realizează sub forma de *înfăşurare în tambur,* construită din bobine aşezate în crestăturile rotorului (fig. 1.8). Bobinele, identice, sînt formate din una sau mai multe spire suprapuse şi au capetele de început şi de sfîrşit libere, pentru a putea fi legate în serie cu alte bobine. Părţile de bobine care se găsesc în crestături reprezintă *laturile de dus şi de întors* ale bobinei, iar părţile

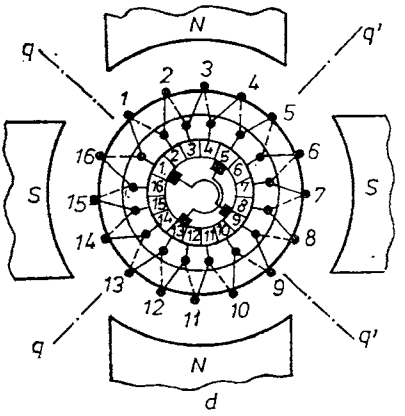


Fig. 1.7. Înfășurarea în inel la o mașină cu patru poli.

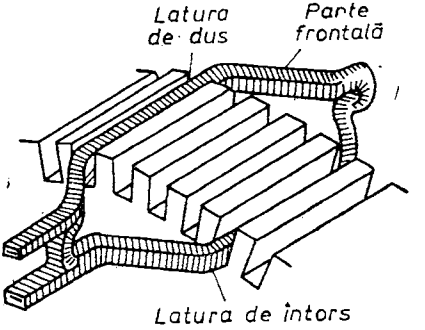


Fig. 1.8. Bobină pentru înfășurare în tambur.

care fac legătura între ele au primit denumirea de *părți frontale* sau de *capete de bobină.*

Distanța dintre latura de dus și de întors reprezintă *deschiderea* sau *pasul de dus al bobinei,* se notează cu y_1 și se măsoară de regulă în număr de crestături. Pentru a fi înlănțuite de întreg fluxul creat de polul inductorului (și deci pentru a se obține t.e.m. maxime în bobine), ori de cîte ori este posibil, deschiderea bobinelor se alege egală cu pasul polar τ. În acest caz, se zice că bobinele au *deschidere diametrală.*

Înfășurările de indus cu comutator sînt *înfășurări în două straturi,* în fiecare crestătură fiind plasate două laturi de bobine și anume (fig. 1.9) : în partea de sus a crestăturii în *stratul superior,* latura de dus a unei bobine (de exemplu, în fig. 1.9 — latura de dus a bobinei 7), iar în partea de jos a crestăturii, *în stratul inferior,* latura de întors a altei bobine (în fig. 1.9 — latura de întors *1'* a bobinei *1*).

Legarea în serie a bobinelor se realizează prin intermediul lamelelor comutatorului. Sînt posibile două feluri de conectare în serie a bobinelor înfășurării :

a) legarea în serie, succesiv, a bobinelor care se găsesc sub aceeași pereche de poli, continuîndu-se astfel cu bobinele care se află sub perechile de poli care urmează ;

b) legarea în serie, consecutiv, a unor bobine care se găsesc sub perechi de poli succesivi, după parcurgerea o dată a rotorului, trecîndu-se la legarea în serie, în același fel, a altor bobine ș.a.m.d.

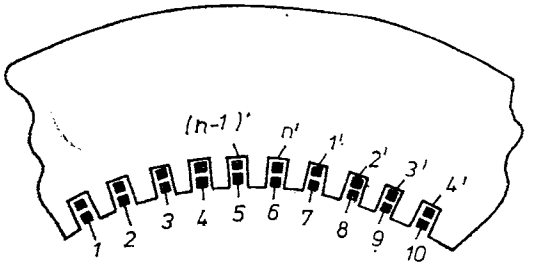


Fig. 1.9. Crestături cu bobine așezate în două straturi.

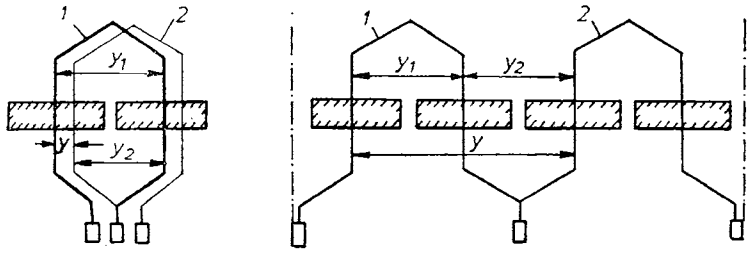


Fig. 1.10. Tipuri de bobine pentru înfășurare :
a — buclată; *b* — ondulată.

În primul caz se folosesc bobine avînd capetele apropiate (fig. 1.10, *a*), care formează o „buclă" ; asemenea înfășurări se numesc *înfășurări buclate* sau *paralel.* Al doilea mod de conectare necesită bobine cu capete depărtate la cca 2τ (fig. 1.10, *b*), care unite între ele formează o „undă". Înfășurările de acest fel au primit denumirea de *înfășurări ondulate* sau *serie.*

Distanța y_2 dintre latura de întors a unei bobine și latura de dus a bobinei cu care se leagă în serie se numește *pas de întors,* iar distanța y dintre laturile de dus a două bobine consecutive — *pasul înfășurării.* Între pașii de înfășurare există relațiile (v. fig. 1.10) :

$$y = y_1 - y_2, \tag{1.2}$$

pentru înfășurările buclate și

$$y = y_1 + y_2, \tag{1.3}$$

pentru înfășurările ondulate ; pentru ca după prima parcurgere a rotorului să nu se ajungă la crestătura de la care s-a plecat, la înfășurările ondulate între numărul de crestături N_c și pasul y trebuie să existe relația :

$$N_c = py \pm m. \tag{1.4}$$

În figura 1.11 este reprezentată în mod principial, sub forma unei înfășurări în inel, o înfășurare ondulată a unei mașini bipolare. În timpul rotirii rotorului în cîmpul magnetic determinat de stator, în conductoarele *1, 2,* ..., se induc t.e.m. alternative, care au valoare maximă, pozitivă sau negativă, cînd trec prin dreptul axelor polilor N—S (pozițiile *1* și 7 în fig. 1.7), respectiv care se anulează cînd conductoarele ajung în dreptul axei neutre (pozițiile 4 și 10 în figură). Dacă admitem că inducția magnetică are o repartiție spațială periodică *sinusoidală* în întrefier, t.e.m. induse în conductoare ale căror valori momentane sînt date de relația

$$u_{ec} = vB_x L,$$

(unde v este viteza conductoarelor în cîmpul magnetic, B_x — inducția acestui cîmp în punctul respectiv, iar L — lungimea conductoarelor), sînt tensiuni care variază în timp tot sinusoidal. Ca urmare, aceste tensiuni pot fi reprezentate în planul complex sub forma de fazori. Datorită distribuției uniforme a conductoarelor pe periferia rotorului mașinii din figura 1.11, între fazorii $\underline{U}_{ec_1}$, $\underline{U}_{ec_2}$, ș.a.m.d. intervine un *unghi electric* de defazaj α determinat. Cum la $p=1$ periferiei rotorului (adică la 2π

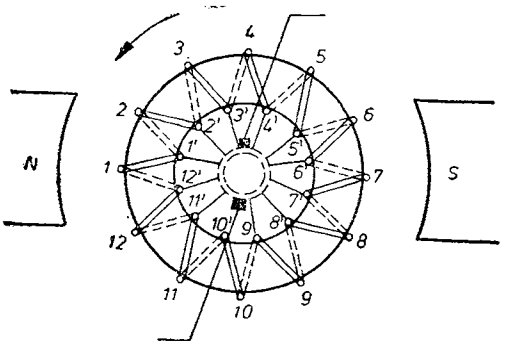


Fig. 1.11. Înfășurare ondulată în inel ($p=1$).

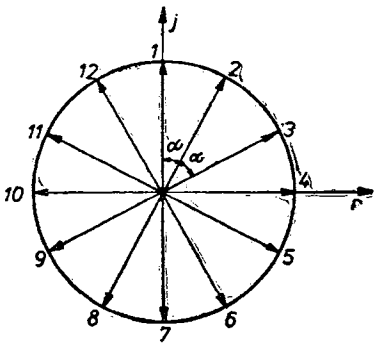


Fig. 1.12. Steaua t.e.m. pentru înfășurarea din figura 1.11.

radiani geometrici) îi corespunde o singură sinusoidă a t.e.m. induse în conductor (adică 2π radiani electrici), unghiul α este egal valoric cu *unghiul geometric*

$$\alpha_g = \frac{2\pi}{N_c}, \tag{1.5}$$

unde N_c este numărul total de conductoare active.

Ansamblul fazorilor $\underline{U}_{ec1}$, $\underline{U}_{ec2}$ etc. formează așa-numita *stea a tensiunilor electromotoare*; în figura 1.12 este redată steaua t.e.m. pentru înfășurarea prezentată în figura 1.11.

În cazul înfășurărilor actuale, în tambur, diferența față de o înfășurare în inel în ceea ce privește steaua t.e.m. constă doar în aceea că razele sale nu mai reprezintă t.e.m. induse în conductoarele dispuse pe periferia exterioară a inelului rotoric, ci t.e.m. induse în laturile de bobine plasate în cele N_c crestături. Dacă înfășurarea are $p>1$, celor 2π radiani geometrici pe care îi reprezintă periferia mașinii le corespund p sinusoide ale t.e.m. induse în laturile de bobine, adică $p\cdot 2\pi$ radiani electrici; rezultă că expresia valabilă în general pentru unghiul electric α este

$$\alpha = p\alpha_g = \frac{2\pi p}{N_c}. \tag{1.6}$$

În cazul înfășurărilor cu $p>1$ pot interveni, ca urmare, situații în care steaua t.e.m. are un număr de raze care se suprapun. De exemplu, dacă înfășurarea considerată anterior, cu $N_c=12$, se execută pentru $p=2$, rezultă unghiul electric $\alpha=\frac{\pi}{3}$, deci numai 6 raze distincte, peste care se suprapun celelalte 6 raze. Numărul de raze suprapuse și numărul de *stele elementare ale t.e.m.* corespund c.m.m.d.c. t între N_c și p.

Reprezentînd, pe baza stelei t.e.m., fazorii t.e.m. induse în bobine în ordinea legării lor în serie, se obține ceea ce numim *poligon al t.e.m.*; cînd steaua t.e.m. are cîte t raze suprapuse, poligonul t.e.m. este format și el din t *poligoane elementare*.

Pentru a se culege o tensiune rezultantă maximă, după cum rezultă analizînd poligonul t.e.m. construit pentru înfășurarea studiată avînd $N_c=12$, $p=1$ (fig. 1.13), periile trebuie plasate pe lamelele la care sînt

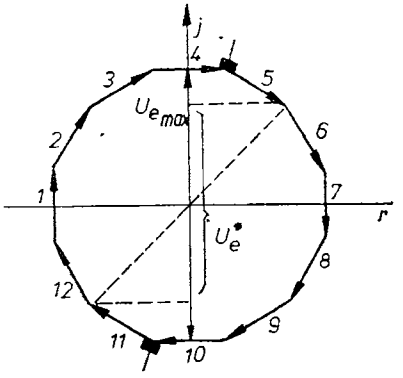


Fig. 1.13. Poligonul t.e.m. pentru înfășurarea din figura 1.11.

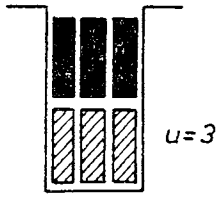


Fig. 1.14. Laturi de bobine ale unei înfășurări multiple de ordinul 3.

legate capetele bobinelor care se află în momentul considerat în axa neutră (*4* și *10*). Orice altă poziție a periilor conduce la o tensiune mai mică (în figură : $U_e^* < U_{emax}$). În cazul mai multor poligoane elementare suprapuse rezultă deci t perechi de perii, cele două borne ale înfășurării obținîndu-se prin legarea între ele a periilor de același semn.

Partea de înfășurare cuprinsă între două perii consecutive formează *o cale de înfășurare ;* orice înfășurare cu comutator se caracterizează prin urmare printr-un număr de *perechi de căi de înfășurare a,* egal cu numărul de poligoane elementare ale t.e.m.

Înfășurările se reprezintă printr-o *schemă* desfășurată în plan, obținută prin tăierea rotorului după o generatoare și desfășurarea lui.

Uneori înfășurarea se execută din *bobine multiple,* compuse dintr-un număr $u>1$ de bobine elementare (fig. 1.14), avînd laturile de dus și de întors bandajate la un loc (fig. 1.15) sau independente. În acest caz comutatorul are un număr de lamele

$$K = uN_c . \tag{1.7}$$

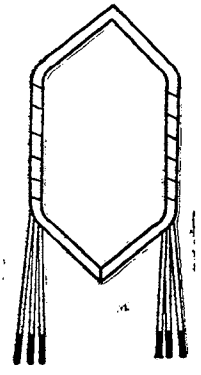


Fig. 1.15. Bobină multiplă bandajată.

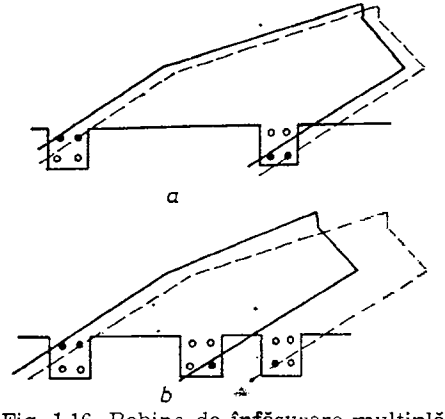


Fig. 1.16. Bobine de înfășurare multiplă de ordinul 2 :
a — cu bobine egale; *b* — cu bobine în trepte.

După cum cele u bobine elementare au deschideri egale (fig. 1.16, *a*) sau diferite (fig. 1.16, *b*) înfășurarea cu $u>1$ este o înfășurare cu *bobine egale* sau *în trepte* ; ultimele sînt folosite rar.

1.2.2.2. Înfășurări buclate (paralel)

În funcție de valoarea pasului y, înfășurările buclate se împart în *înfășurări buclate simple,* caracterizate prin $y=\pm 1$ și *înfășurări buclate multiple* la care $y=\pm m$, unde $m>1$. Înfășurările la care $y>0$ se numesc *drepte,* iar cele la care $y<0$ — *încrucișate.*

În figura 1.17 este reprezentată schema unei înfășurări buclate simple pentru datele : $N_c=12$, $y=1$, $u=1$ și $p=2$, avînd deschiderea bobinelor $y_1=\tau=3$ crestături. Pentru a le distinge, laturile de întors ale bobinelor au fost figurate prin linii întrerupte, paralele cu crestăturile.

Numărul de raze suprapuse în steaua t.e.m., pentru $N_c=12$ și $p=2$, este $t=2$. Înfășurarea prezintă prin urmare două poligoane elementare suprapuse, $a=2$, și necesită două perechi de perii.

Generalizînd aceste concluzii rezultă că la o înfășurare buclată simplă, la care $N_c=2py_1$ și c.m.m.d.c. între N_c și p este $t=p$, numărul perechilor de căi de înfășurare, identice, este $a=p$ și sînt necesare p perechi de perii. Înfășurarea reprezintă deci un circuit electric constituit din $2a$ ramuri identice în paralel (în figura 1.18, în care s-a reprezentat circuitul echivalent al înfășurării din figura 1.17 : $2a=4$), parcurse fiecare de curentul $I_a=I_A/2a$.

Înfășurările buclate multiple se realizează, de cele mai multe ori, sub forma a m înfășurări simple identice, plasate în crestături alăturate (de exemplu, practicînd între cele 12 crestături din figura 1.17 încă 12 crestături echidistante și plasînd în ele o a doua înfășurare simplă similară primei, se obține o înfășurare buclată dublă cu $N_c=24$, $p=2$, caracterizată prin pașii $y=m=2$, $y_1=6$ și $y_2=4$). Este lesne de înțeles că o înfășurare multiplă prezintă mp poligoane elementare de t.e.m. (cîte p suprapuse) și că se caracterizează prin $a=mp$. De obicei, pe comutator se plasează p perechi de perii, de lățime egală cu lățimea a m lamele, prin care cele m înfășurări componente simple sînt legate în paralel.

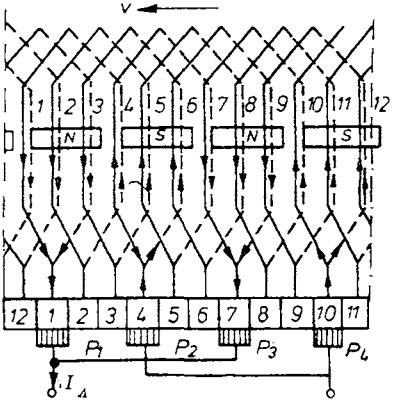


Fig. 1.17. Schema înfășurării buclate simple pentru $N_c=12$, $p=2$, $u=1$.

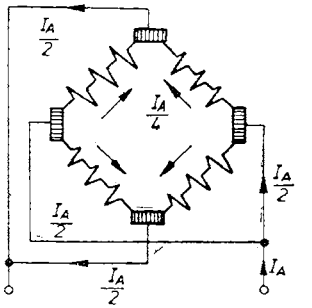


Fig. 1.18. Schemă corespondentă celei a unei înfășurări cu $2a=4$.

1.2.2.3. Înfăşurări ondulate (serie)

Ca şi în cazul înfăşurării buclate, există *înfăşurări ondulate simple* — cele la care, în relaţia (1.4) termenul $m=1$ — şi *înfăşurări ondulate multiple* ($m>1$). În funcţie de semnul cu care se ia în consideraţie m înfăşurarea este dreaptă (semnul +) sau încrucişată (semnul —).

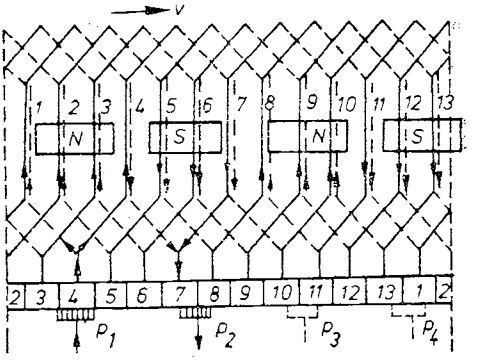


Fig. 1.19. Schema înfăşurării ondulate simple pentru $N_c=13$, $p=2$, $u=1$.

În figura 1.19 este redată schema înfăşurării ondulate simple avînd datele $N_c=13$, $m=1$, $u=1$ şi $p=2$, la care pentru bobine s-a ales o deschidere $y_1=3$, puţin mai mică decît cea diametrală. Cum $t=1$, rezultă că steaua t.e.m. care corespunde acestei înfăşurări are numai raze distincte, că numărul de poligoane ale t.e.m. se reduce la unul singur şi deci $a=1$, respectiv că teoretic sînt necesare doar două perii. Din considerente privind o repartiţie mai uniformă a solicitărilor la comutator se plasează totuşi, de obicei, $2p$ perii, evitîndu-se astfel scînteierile la comutator; totodată, se obţine în acest fel şi o reducere a lungimii axiale a maşinii, respectiv a consumului de materiale active.

Concluziile de mai sus sînt valabile şi la alte numere de crestături şi perechi de poli.

Înfăşurările multiple se obţin în acelaşi mod ca şi la înfăşurările buclate; ele se caracterizează, în aceste condiţii, prin $a=m$.

Utilizarea diverselor tipuri de înfăşurări este strîns legată de asigurarea unei valori relativ scăzute a curentului I_a prin calea de înfăşurare, astfel încît să rezulte secţiuni necesare potrivite pentru sîrma de bobinaj. În acest context, la tensiunile uzuale $U=110\ldots220$ V, la maşinile de putere mică se folosesc înfăşurări ondulate simple, la maşinile de putere medie — înfăşurări buclate simple, iar la maşinile de putere mai mare — înfăşurări buclate multiple.

1.2.3. ÎNFĂŞURĂRI DE CURENT ALTERNATIV

1.2.3.1. Generalităţi şi definiţii

În funcţie de numărul de faze, înfăşurările de curent alternativ ale maşinilor electrice obişnuite sînt trifazate sau monofazate.

Înfăşurările trifazate, cele mai utilizate avînd în vedere proprietatea lor de a crea un cîmp magnetic învîrtitor pe cale electromagnetică, se realizează ca înfăşurări simetrice, astfel executate încît tensiunile induse de cîmpul magnetic al maşinii în cele trei faze să aibă aceeaşi valoare efectivă şi să fie defazate între ele cu $2\pi/3$ radiani electrici.

Realizarea unei asemenea înfăşurări este posibilă prin divizarea potrivită a laturilor de bobine cuprinse în limitele unui pas polar, plasate în crestăturile *echidistante* ale miezului, în trei grupe egale, fiecare dintre ele urmînd să aparţină unei faze. Figura 1.20 dă o idee schema-

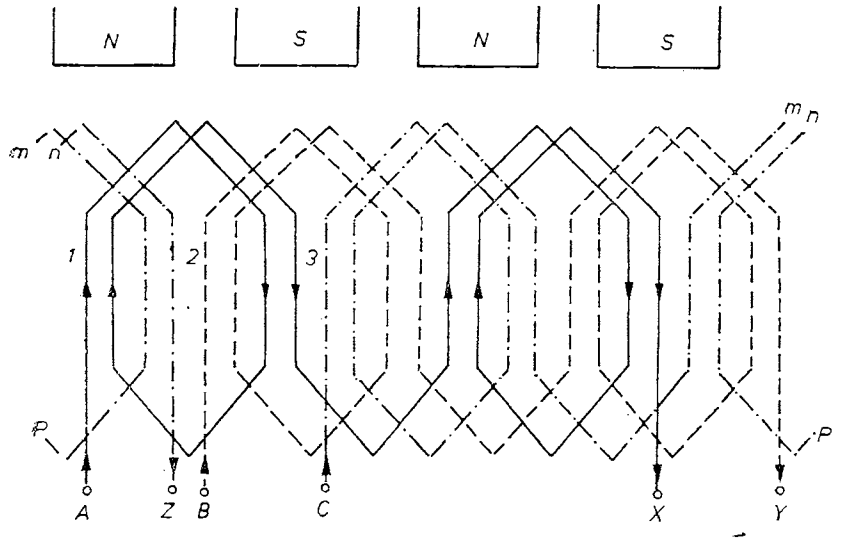


Fig. 1.20. Principiul obținerii înfășurării trifazate cu $2p=4$, și două laturi de bobine pe pol și fază (cu $q=2$).

tică a modului în care se procedează în cazul unei înfășurări cu 4 poli și cu 6 crestături pe pasul polar. Cele trei faze A_1—A_2, B_1—B_2, C_1—C_2 sînt structural identice, bobinele diferitelor faze fiind astfel alese încît, din punct de vedere electric (pe perechea de poli), între ele să rezulte un unghi de $2\pi/3$. În figura 1.20 cele trei faze sînt conectate în stea.

În cazul *înfășurărilor monofazate* deosebirea constă în aceea că toate bobinele aparțin singurei faze la care se reduce înfășurarea.

Înfășurările de curent alternativ se execută sub formă de *înfășurări într-un strat* (adică cu o singură latură de bobină în crestătură) sau ca *înfășurări în două straturi*. Steaua t.e.m. se construiește la fel ca și la înfășurările cu comutator. Dacă notăm cu q numărul de crestături care revine sub un pol unei faze, numărul total de crestături, egal cu numărul de raze în steaua t.e.m., este

$$N_c = 2\,pmq, \tag{1.8}$$

unde m reprezintă numărul de faze.

Schema de înfășurare se construiește pe baza stelei t.e.m. și a deschiderii adoptate pentru bobine. Alegerea razelor din steaua t.e.m. care aparțin fazelor I, II, III se face astfel încît să se obțină tensiuni de fază maxime, egale și defazate la $2\pi/3$.

În figura 1.21 este redată steaua t.e.m. pentru o înfășurare trifazată cu $N_c=24$ și $p=2$. Numărul de raze distincte este $N_c/t=12$, iar unghiul de defazaj între două raze consecutive

$$\alpha = p\alpha_g = 2\frac{2\pi}{24} = \frac{\pi}{6}. \tag{1.9}$$

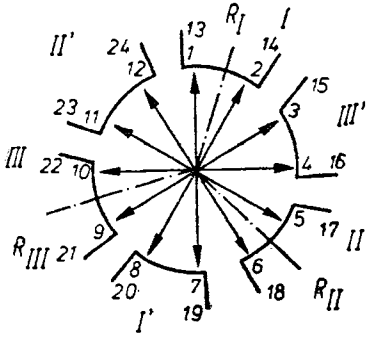


Fig. 1.21. Steaua t.e.m. pentru înfășurarea trifazată avînd $N_c=24$, $p=2$.

1.2.3.2. Înfășurări trifazate într-un strat

Pentru stabilirea modului în care se procedează pentru realizarea unei asemenea înfășurări ne vom referi la datele pentru care s-a reprezentat în figura 1.21 steaua t.e.m.

Înfășurarea fiind trifazată, fiecărei faze îi revin 8 raze în steaua t.e.m., dintre care 4 reprezintă t.e.m. din laturile de dus, iar 4 — t.e.m. din laturile de întors ale bobinelor care aparțin fazei. În figura 1.21 sînt notate cu *I—I'*, *II—II'* și *III—III'* grupurile de 4 raze „de dus" și „de întors" alese pentru cele trei faze astfel încît tensiunile rezultante să fie egale, maxime și defazate la $\frac{2\pi}{3}$. Se observă că razele „de dus" și cele „de întors" sînt în opoziție, ceea ce înseamnă că înfășurarea într-un strat rezultă ca o înfășurare cu pas diametral.

Legăturile frontale ale bobinelor se pot realiza în diferite feluri. În funcție de aceasta, se disting mai multe tipuri de înfășurări trifazate într-un strat : cu bobine egale (identice), cu grupuri de bobine egale, în două etaje, în trei etaje etc.

Schema înfășurării cu $N_c = 24$ și $p = 2$ executată *cu bobine egale* este prezentată în figura 1.22. Toate bobinele au aceeași formă și deschidere, $y = \tau$. Potrivit stelei t.e.m., pentru prima fază sînt legate în serie bobinele (*1—7'*), (*2—8'*), (*13—19'*) și (*14—20'*). Fazele *B—X* și *C—Z* se realizează asemănător, respectîndu-se indicațiile rezultate din steaua t.e.m. Pentru ca să nu se întretaie, capetele de bobine trebuie să fie îndoite astfel încît să se petreacă unele peste altele.

Pentru valoarea tensiunii rezultante pe fază ordinea de legare a laturilor de dus și de întors ale bobinelor aparținînd fazei, nu are, însă, nici o importanță, dacă se respectă sensurile de parcurgere a acestor laturi de bobine indicate de steaua t.e.m. Pe baza acestei observații, în-

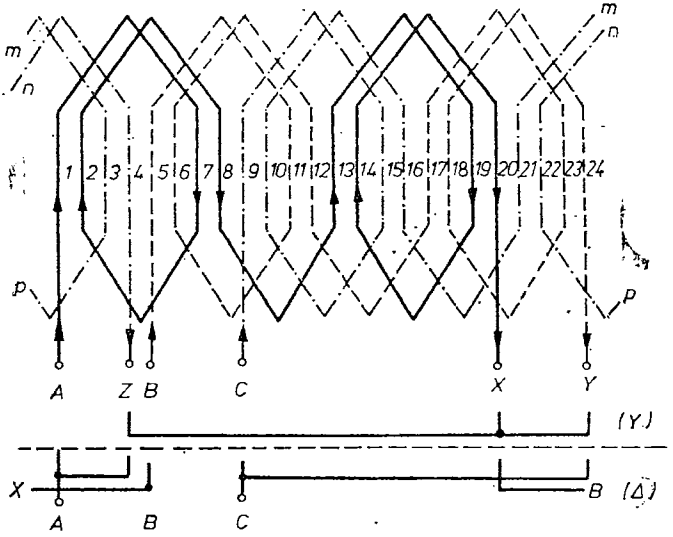


Fig. 1.22. Schema înfășurării trifazate într-un strat, executată cu bobine egale, avînd $N_c = 24$ și $p = 2$.

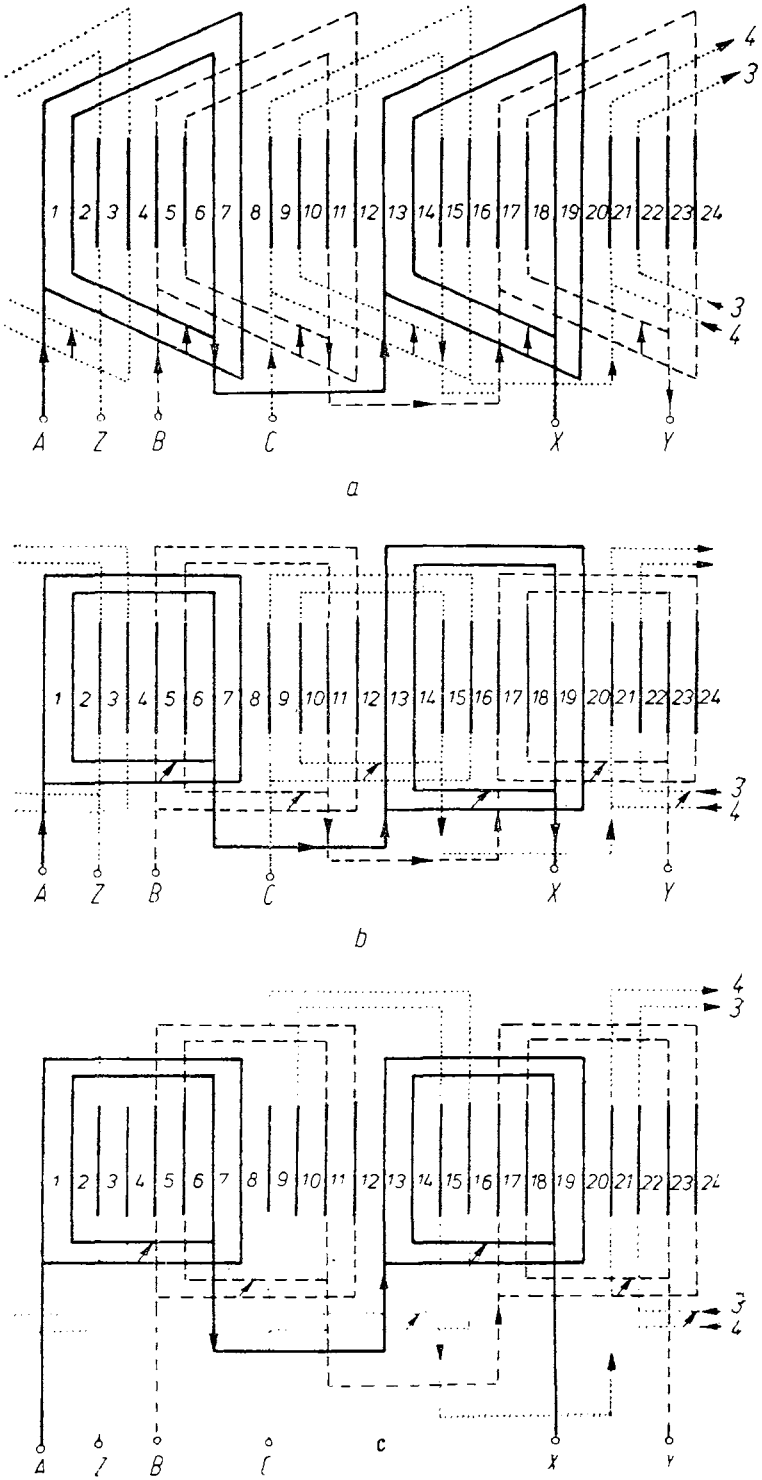


Fig. 1.23. Schema înfășurării trifazate într-un strat avînd $N_c = 24$, $p = 2$:
a — în coroană; *b* — în 2 etaje; *c* — în 3 etaje.

fășurarea considerată se poate construi și cu *grupuri de bobine egale* (sau *în coroană*), așa cum este reprezentată în figura 1.23, *a*.

În scopul de a se evita întretăierea părților frontale, uneori înfășurările trifazate într-un strat se execută ca înfășurări *în două etaje* (fig. 1.23, *b*), cu bobine inegale (unele scurte, alternînd cu altele mai lungi), capetele de bobine respective îndoindu-se în două planuri (etaje) diferite (fig. 1.24, *a*).

În cazul cînd p este impar, înfășurarea nu poate fi executată în două etaje. În asemenea situații, se practică de multe ori executarea înfășurării *în trei etaje* (fig. 1.23, *c*), capetele de bobine ale celor trei faze plasîndu-se în cîte un plan diferit (fig. 1.24, *b*).

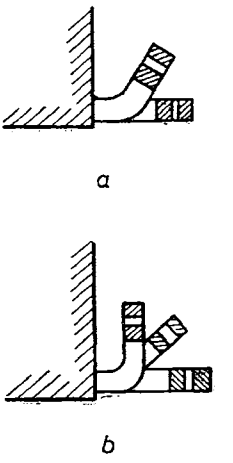


Fig. 1.24. Moduri de plasare a capetelor de bobine :
a — în 2 etaje; *b* — în 3 etaje.

1.2.3.3. Înfășurări trifazate în două straturi

De obicei, înfășurările în două straturi se execută cu pasul y scurtat. Laturile de dus ale bobinelor sînt plasate în stratul superior, în stratul inferior fiind așezate laturile de întors, la o distanță egală cu pasul y de laturile de dus respective.

În aceste condiții, razele din steaua t.e.m. se consideră ca reprezentînd tensiunile induse *în laturile de bobine din stratul superior (de dus)*, schema de înfășurare urmînd a se executa *pe baza stelei t.e.m. și a pasului y*.

În figura 1.25 este reprezentată faza A—X a înfășurării trifazate în două straturi caracterizată prin $N_c = 24$ și $p = 2$, pentru care s-a ales pasul scurtat $y = 5$. Repartizarea razelor din steaua t.e.m. (fig. 1.21) pe cele trei faze se face la fel ca și la înfășurarea într-un strat. Laturile de dus ale bobinelor fazei A—X fiind cunoscute, cele de întors (reprezentate în figură prin linii întrerupte) rezultă pe baza pasului y ($1+5=6'$, $2+5=7'$ etc.). Legarea în serie a grupelor de bobine de sub poli de polaritate diferită

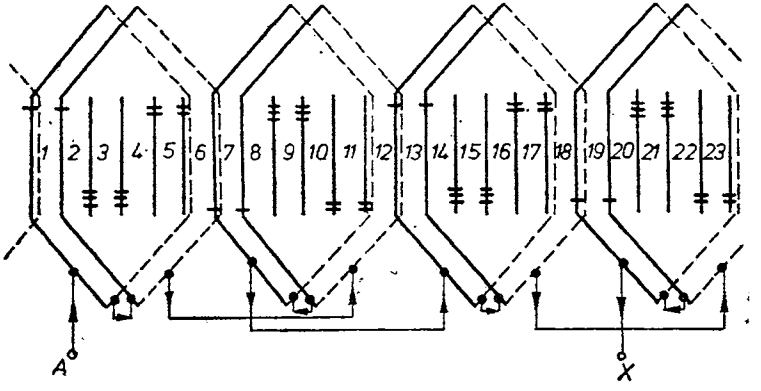


Fig. 1.25. Schema înfășurării trifazate în două straturi pentru datele : $N_c = 24$, $p = 2$, $y = 5$.

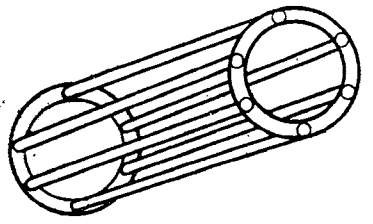


Fig. 1.26. Înfășurare în colivie.

se face astfel încît laturile de bobine din stratul superior să fie parcurse în sensul care rezultă din steaua t.e.m. (de exemplu, latura de bobină 7′ se leagă la 13′, pentru ca latura de bobină 8 a bobinei 8—13′, plasată în stratul superior, să fie parcursă în sens negativ).

Fazele *B*—*Y* și *C*—*Z* se reprezintă după același procedeu, în crestăturile care revin acestor faze (pentru *B*—*X*: 5—10′, 6—11′, 17′—12 etc.; pentru faza *C*—*Z*: 9—14′, 10—15′, 21′—16 etc.).

Realizarea înfășurărilor în două straturi are drept scop realizarea unui consum mai redus de material conductor, precum și anularea unor armonici superioare din curba t.e.m. (v. § 1.4.2).

Dacă numărul de crestături N_c este mic, înfășurările de curent alternativ se execută, uneori, cu număr de crestături pe poli și fază diferit sub două perechi de poli consecutive (de exemplu: 3 și 2), rezultînd în acest fel o *înfășurare cu q fracționar*, în medie, pe perechile de poli (v. [3], [9], [20]).

Înfășurările de curent alternativ se folosesc în statoarele de mașini sincrone și asincrone, precum și în rotoarele de mașini asincrone cu inele.

Dacă bobinele componente se reduc la o singură spiră, înfășurarea se numește *înfășurare în bare.*

O înfășurare de curent alternativ particulară este *înfășurarea în colivie,* folosită în special în rotoarele de mașini asincrone. În forma ei cea mai simplă, ea este constituită din cîte o bară pe crestătură, barele fiind scurtcircuitate pe ambele părți ale rotorului prin cîte un inel de scurtcircuitare (fig. 1.26). Înfășurarea în colivie poate fi considerată ca o înfășurare polifazată de ordinul $m=N_b$ (numărul de bare), cu $N=1/2$ spire pe fază, conectată în stea și cu bornele scurtcircuitate.

1.3. SOLENAȚIILE ȘI CÎMPURILE MAGNETICE ALE ÎNFĂȘURĂRILOR

După cum rezultă din cele expuse în § 1.1, în mașinile electrice cîmpurile magnetice se produc prin intermediul curenților electrici de conducție care străbat înfășurările mașinii.

În aceste condiții, conform legii circuitului magnetic aplicată unei linii de cîmp magnetic închise Γ, tensiunea magnetomotoare $U_{H\Gamma}$ se exprimă numai în funcție de solenații și anume:

$$U_{H\Gamma}=\oint \overline{H}\,\overline{dl}=\Sigma\theta_i, \tag{1.10}$$

în care θ_i este solenația înfășurării i.

Dacă mașina electrică, în regim de generator, funcționează în gol, înfășurarea indusului nu este parcursă de curent și deci solenația mașinii se reduce numai la solenația de excitație θ_E. Cîmpul magnetic al mașinii este reprezentat prin urmare, în acest caz, de cîmpul magnetic de excitație. Același lucru se poate spune și privitor la mașina electrică funcționînd ca motor în gol, întrucît, cum se va demonstra ulterior, cu-

rentul absorbit de circuitul indusului în gol este de valoare foarte redusă și solenația indusului poate fi neglijată.

La funcționarea în sarcină, cînd și înfășurarea indusului este parcursă de curentul de lucru, pe lîngă solenația de excitație intervine și *solenația indusului* θ_A, numită și *de reacție*.

Cîmpul de reacție corespunzător se suprapune peste cîmpul de excitație, stabilindu-se astfel un *cîmp magnetic rezultant*, care corespunde, fizic, *solenației rezultante* θ a celor două solenații componente. În ipoteza, admisibilă în primă aproximație, că circuitul magnetic nu este saturat, cîmpul magnetic rezultant B poate fi dedus, direct, prin suprapunerea celor două componente ale sale.

Relația dintre inducția magnetică B și solenația θ se poate stabili pornind de la relația care exprimă legea circuitului magnetic. După cum rezultă din figura 1.2, orice curbă după care se efectuează integrala de linie a intensității de cîmp magnetic trece în parte prin mediul feromagnetic (miezurile mașinii) și în parte prin aer (întrefier). Dacă se notează cu $U_{H\mathrm{Fe}}$ valoarea integralei $\oint \overline{Hdl}$ pentru părțile curbei Γ prin mediul feromagnetic și cu $U_{H\delta}$ tensiunea magnetică pentru trecerile prin porțiunile de aer, tensiunea magnetică $U_{H\Gamma}$ se poate scrie ca fiind

$$U_{H\Gamma}=U_{H\delta}+U_{H\mathrm{Fe}}=k_s U_{H\delta}=\theta, \tag{1.11}$$

unde

$$k_s=1+\frac{U_{H\mathrm{Fe}}}{U_{H\delta}} \tag{1.12}$$

este o mărime ce caracterizează starea de magnetizare a fierului și se numește *factor de saturație*.

Dar, tensiunea magnetică $U_{H\delta}$ corespunzătoare perechii de poli ai mașinii este

$$U_{H\delta}=2\delta' H_\delta=2k_\delta \delta H_\delta, \tag{1.13}$$

unde $\delta'=k_\delta\delta$ este întrefierul de calcul echivalent care ține seama de faptul că, datorită prezenței crestăturilor, are loc o creștere a reluctanței întrefierului.

Notînd cu x poziția punctului din întrefier prin care trece curba Γ considerată, rezultă că intensitatea cîmpului magnetic în punctul respectiv este

$$H_{\delta x}=\frac{\theta_x}{2k_\delta k_s \delta_x}, \tag{1.14}$$

între inducția magnetică $B_{\delta x}=\mu_0 H_{\delta x}$ și solenația θ_x existînd deci relația

$$B_{\delta x}=\frac{\mu_0 \theta_x}{2k_\delta k_s \delta_x}. \tag{1.15}$$

În cazul mașinilor electrice rotative folosite în mod curent, tensiunile induse în bobinele care compun înfășurarea indusului sînt tensiuni de rotație, rezultate în urma rotirii relative a cîmpului magnetic în raport cu indusul. Tensiunea u_{ec} indusă într-un conductor plasat pe periferia indusului ar avea prin urmare valoarea momentană

$$u_{ec}=vLB_{\delta x}, \tag{1.16}$$

unde notațiile sînt cele folosite și în § 1.1.

Se demonstrează [20] că, în cazul înfășurărilor repartizate în crestături cu deschizături înguste, forma curbei t.e.m. induse în conductoarele componente ale înfășurării este aceeași ca și în cazul în care ele ar fi repartizate uniform pe periferia indusului, necrestat. Relația (1.16) exprimă deci și valoarea momentană a tensiunilor induse în conductoarele aparținînd înfășurărilor repartizate, plasate în crestături.

Cînd curba inducției magnetice are o variație periodică determinată, tensiunile u_{ec} rezultă prin urmare ca niște tensiuni alternative, de frecvență dată. În particular, dacă inducția magnetică are o distribuție spațială sinusoidală, t.e.m. u_{ec} vor varia, și ele, sinusoidal în timp.

Pentru ca la funcționarea în sarcină cîmpul magnetic rezultant să aibă o repartiție spațială determinată este, evident, necesar ca :

a) fiecare înfășurare a mașinii să creeze solenații (cîmpuri) de aceeași periodicitate, adică să prezinte același număr de perechi de poli ;

b) solenațiile (cîmpurile) determinate de înfășurările din stator și rotor să aibă aceeași viteză unghiulară în spațiu (să fie fixe relativ).

Problema care se pune deci este de a construi mașina în așa fel încît aceste condiții să fie îndeplinite.

Curba solenației unei înfășurări de mașină electrică depinde de tipul înfășurării și a miezului ; în funcție de natura curentului (curenților) prin înfășurare, solenația poate fi invariabilă sau variabilă în raport cu înfășurarea respectivă.

1.3.1. SOLENAȚII ȘI CÎMPURI MAGNETICE DE EXCITAȚIE. CÎMPURI ÎNVÎRTITOARE OBȚINUTE PE CALE MECANICĂ

Vom studia cazul obișnuit, cînd înfășurarea este parcursă de curent continuu. În figura 1.27 este reprezentată, simplificat, configurația cîmpului magnetic la o mașină bipolară, cu polii de excitație în stator. Din cauza permeabilității mari a miezurilor, liniile de cîmp magnetic străbat întrefierul practic radial.

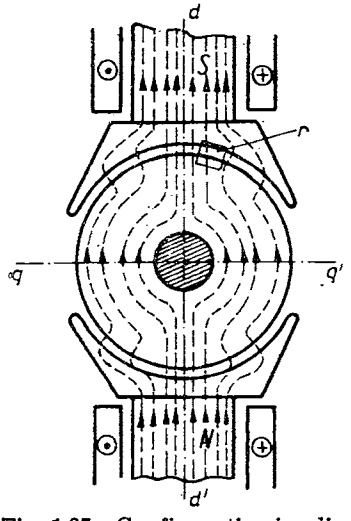


Fig. 1.27. Configurația simplificată a cîmpului de excitație la o mașină bipolară cu inductor în stator.

Sub poli cîmpul magnetic este uniform după cum rezultă aplicînd legea circuitului magnetic, în ipoteza neglijării tensiunilor magnetice mici în fier, unui contur Γ care străbate, în această zonă, de două ori întrefierul :

$$\overline{Hdl} = H'\delta - H''\delta = 0 \; ; \quad H' = H''.$$

Spre muchiile tălpilor polare și în afara lor, unde întrefierul se mărește, cîmpul magnetic se micșorează rapid, în axele transversale devenind nul.

Această repartiție a lui B rezultă în mod simplu pornind de la curba solenației. Admițînd că efectul bobinelor concentrate pe poli poate fi considerat concentrat în axele secțiunilor prin bobine, curba solenației $\theta_E = f(x)$ rezultă cea reprezentată în figura 1.28. Conform relației (1.15), inducția B_E este con-

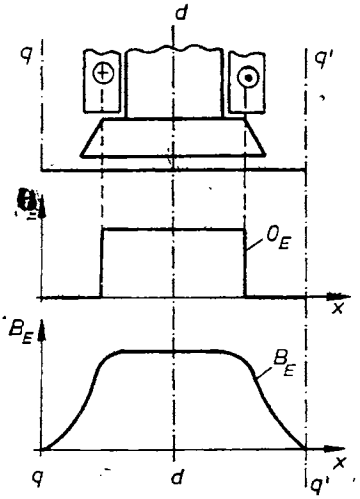


Fig. 1.28. Curba solenației și cîmpului de excitație produs de o înfășurare concentrată parcursă de curent continuu.

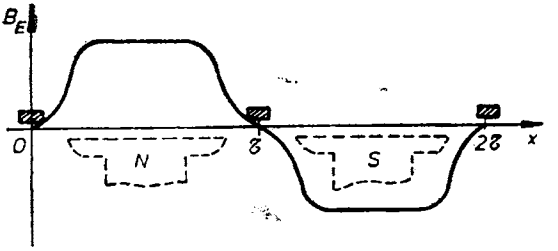


Fig. 1.29. Curba cîmpului de excitație la o mașină bipolară.

stantă în zonele de sub tălpile polare unde θ_E=const., în afara acestei zone micșorîndu-se rapid.

Convenind să considerăm cîmpul de sub polii nord ca pozitiv și cîmpul de sub polii sud ca negativ, din motive de simetrie, curba inducției B_E sub perechea de poli rezultă ca în figura 1.29.

Curentul de excitație I_E fiind un curent continuu și excitația realizîndu-se prin intermediul statorului, cîmpul magnetic de excitație este invariabil în timp și are o poziție fixă în spațiu.

Asemenea cîmpuri de excitație sînt caracteristice mașinilor de curent continuu. În conformitate cu condițiile stabilite anterior privind necesitatea ca cele două cîmpuri ale mașinii, la funcționarea în sarcină, să fie fixe relativ, rezultă că la mașinile de curent continuu înfășurarea rotorică trebuie să creeze un cîmp (o solenație) invariabil în timp și imobil în spațiu.

Dacă înfășurarea concentrată se găsește în rotor, ca în figura 1.5, *b*, cîmpul magnetic de excitație, invariabil față de rotor, devine în spațiu un *cîmp magnetic învîrtitor obținut pe cale mecanică*. Astfel de cîmpuri de excitație sînt caracteristice mașinilor sincrone. În scopul obținerii unei tensiuni induse sinusoidale în stator, la aceste mașini este de dorit ca repartiția spațială a cîmpului magnetic pe periferia mașinii să fie sinusoidală. Pentru aceasta, tălpilor polare li se dă un profil adecvat, care să asigure o creștere potrivită a reluctanței în întrefier pe măsură ce ne depărtăm de axa polului ; în acest sens, tălpile polilor se execută astfel încît întrefierul să se mărească, după o lege determinată, înspre muchii (fig. 1.30), astfel ca repartiția inducției magnetice B_E să rezulte de o formă care să se apropie cît mai mult de o sinusoidă (curba plină în figura 1.30).

În cazul înfășurărilor de excitație repartizate, folosite în rotoarele cu poli plini ale mașinilor sincrone (v. fig. 1.6, *a*), repartiția solenației pe

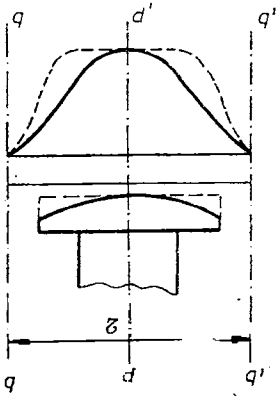


Fig. 1.30. Explicativă privind îmbunătățirea formei curbei cîmpului de excitație obținut prin înfășurări concentrate.

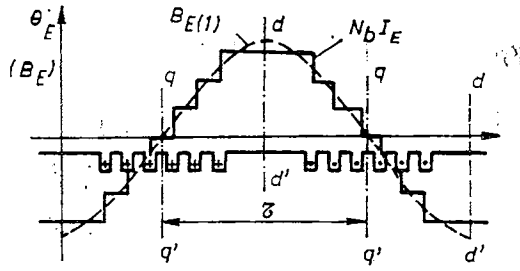


Fig. 1.31. Repartiția solenației și a cîmpului magnetic produs de o înfășurare de excitație repartizată.

periferia rotorului este o repartiție în trepte trapezoidală, așa cum se arată în figura 1.31. Variațiile de solenație, presupuse concentrate în axele laturilor de bobine din crestături, corespund solenației de crestătură $N_b I_E$ (N_b — numărul de spire pe bobină), sensul lor fiind opus, după cum prin latura de bobină considerată curentul circulă într-un sens sau în sens contrar.

Întrefierul fiind constant pe întreaga periferie a mașinii, la altă scară (v. relația (1.15)), curba solenației reprezintă și curba inducției B_δ.

Descompunînd această curbă în armonici, în cazurile care intervin în practică, amplitudinile armonicilor de ordin superior rezultă mult mai mici decît amplitudinea fundamentalei ; se poate deci afirma că înfășurările de excitație repartizate creează cîmpuri magnetice care au o distribuție spațială practic sinusoidală pe periferia mașinii (în figura 1.31 — curba trasată întrerupt).

Curentul I_E fiind un curent continuu, în condițiile rotirii rotorului cu turația n cîmpul de excitație produs de înfășurările de excitație repartizate sînt, și ele, cîmpuri învîrtitoare obținute pe cale mecanică.

Se înțelege că în aceste condiții înfășurarea statorică este astfel realizată încît cîmpul de reacție să rezulte ca un cîmp învîrtitor, de aceeași viteză unghiulară și de același sens ca și cîmpul rotoric.

1.3.2. SOLENAȚIA ȘI CÎMPUL MAGNETIC AL ÎNFĂȘURĂRII DE INDUS CU COMUTATOR

Înfășurarea fiind formată din bobine identice introduse în crestăturile uniform distribuite pe întreaga periferie a rotorului și căile de înfășurare fiind egale, curba solenației produse de ea are o repartiție triunghiulară în trepte (fig. 1.32). Corespunzător axei sale de simetrie, curba trece prin zero la jumătatea distanțelor τ dintre două perii consecutive.

Admițînd că această repartiție poate fi asimilată cu una triunghiulară, curba inducției B_A a cîmpului de reacție a indusului cu comutator,

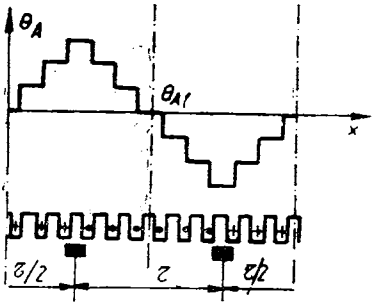


Fig. 1.32. Repartiția solenației indusului cu comutator.

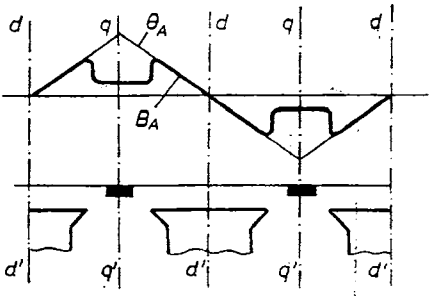


Fig. 1.33. Variația cîmpului de reacție a indusului cu comutator pe perechea de poli.

în ipoteza că periile sînt în axa neutră, rezultă cea reprezentată în figura 1.33. Ea urmărește variația curbei solenației în zona tălpilor polare, unde $\delta_x = \delta = \text{const.}$, în afara acestora micșorîndu-se corespunzător reluctanței crescute a întrefierului.

Poziția periilor pe comutator fiind fixă și curentul prin înfășurare fiind presupus continuu, curbele solenației și a inducției B_A sînt aceleași în orice moment t considerat. Cîmpul creat de înfășurarea cu comutator o rotorului mașinii de curent continuu avînd viteza unghiulară $\Omega = 0$ și același număr de poli ca și cîmpul de excitație, cîmpul rezultant este un cîmp bine determinat.

1.3.3. SOLENAȚIA ȘI CÎMPUL MAGNETIC AL ÎNFĂȘURĂRII DE CURENT ALTERNATIV. CÎMPURI ÎNVÎRTITOARE OBȚINUTE PE CALE ELECTROMAGNETICĂ

Solenația unei bobine cu N_b spire și deschidere y diametrală, parcursă de curentul i, are o repartiție dreptunghiulară periodică, în dreptul celor două laturi ale sale avînd loc o variație de solenație de sens contrar, egală cu $N_b i$ (fig. 1.34). Valoarea fiecărei alternanțe, în momentul t considerat, este

$$\vartheta_b = \frac{1}{2} N_b i = \frac{\sqrt{2}}{2} N_b I \sin \omega t = \theta_b \sin \omega t, \tag{1.17}$$

dacă prin I se notează valoarea efectivă a curentului alternativ i, presupus sinusoidal.

Descompunînd în serie de armonici de spațiu curba solenației avută în vedere în figura 1.34, rezultă că

$$\vartheta_b = \left[\theta_{b1} \cos \frac{x}{\tau}\pi - \theta_{b3} \cos \frac{3x}{\tau}\pi + \theta_{b5} \cos \frac{5x}{\tau}\pi - \dots\right] \sin \omega t, \tag{1.18}$$

în care amplitudinea armonicii fundamentale este

$$\theta_{b1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} N_b I, \tag{1.19}$$

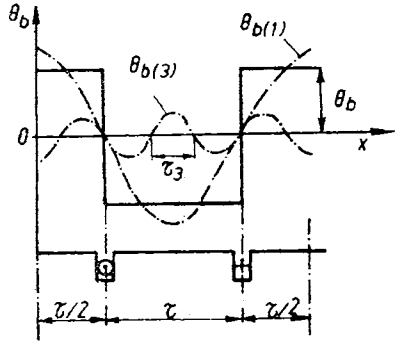


Fig. 1.34. Solenația creată de o bobină așezată în crestături.

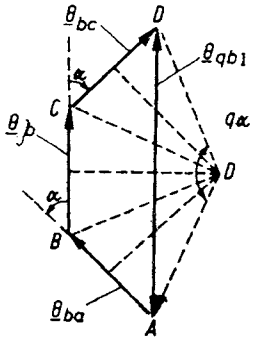


Fig. 1.35. Explicativă la determinarea solenației grupului de q bobine.

iar amplitudinile armonicilor superioare sînt

$$\theta_{b3}=\frac{\theta_{b1}}{3},\quad \theta_{b5}=\frac{\theta_{b1}}{5},\ \ldots,\ \theta_{b\lambda}=\frac{\theta_{b1}}{\lambda}. \tag{1.20}$$

Între curbele solenațiilor produse de q bobine vecine care revin, pe perechea de poli, unei faze, deci și între armonicile lor fundamentale, intervine cîte un decalaj α_q, care se traduce sub aspect electric prin unghiul de decalaj electric

$$\alpha=p\alpha_q=p\frac{2\pi}{N_c}. \tag{1.21}$$

Amplitudinea fundamentalei solenației rezultante apare deci ca fiind valoarea fazorului θ_{qb1}, obținut prin însumarea geometrică a celor q solenații de bobine (v. fig. 1.35, în care s-a considerat $q=3$), adică

$$\theta_{qb1}=AD=2\cdot AO\cdot\sin\frac{q\alpha}{2}=\theta_{b1}\frac{\sin\dfrac{q\alpha}{2}}{\sin\dfrac{\alpha}{2}}.$$

Raportul dintre θ_{qb1} și solenația $q\theta_{b1}$, care ar rezulta dacă înfășurarea nu ar fi repartizată (bobinele ar fi suprapuse, formînd o înfășurare concentrată), adică

$$k_{q1}=\frac{\theta_{qb1}}{q\theta_{b1}}=\frac{\sin\dfrac{q\alpha}{2}}{q\sin\dfrac{\alpha}{2}}<1 \tag{1.22}$$

a primit denumirea de *factor de repartizare*, corespunzător armonicii fundamentale a curbei solenației.

Solenațiile θ_{qb3}, θ_{qb5}, ... sînt, la rîndul lor, mai mici decît $q\theta_{b3}$, $q\theta_{b5}$, ... de k_{q3}, k_{q5}, ... ori, factorii de repartizare fiind dați tot de (1.22), cu observația că

$$\alpha_\nu=\alpha\cdot\nu \tag{1.23}$$

(v. fig. 1.34, unde $3\tau_3=\tau$; la fel $5\tau_5=\tau$ etc.).

Tabelul 1.2

Valorile mărimii $k_{qv}\,\theta_{bv}/\theta_{b1}$ pentru înfășurările trifazate cu q întreg

q	k_{q1}	$k_{q3}\frac{\theta_{b3}}{\theta_{b1}}$	$k_{q5}\frac{\theta_{b5}}{\theta_{b9}}$	$k_{q7}\frac{\theta_{b7}}{\theta_{b1}}$
2	0,966	0,236	0,052	—0,037
3	0,960	0,222	0,043	—0,025
4	0,958	0,218	0,041	—0,023
5	0,957	0,215	0,040	—0,021
8	0,955	0,213	0,039	—0,020

Rezultă că solenația *grupului de q bobine* care aparțin aceleași faze, pe pol, este

$$\vartheta_{qb}=q\theta_{b1}A\sin\omega t, \tag{1.24}$$

unde

$$A=k_{q1}\cos\frac{x}{\tau}\pi-k_{q3}\frac{\theta_{b3}}{\theta_{b1}}\cos\frac{3x}{\tau}\pi+k_{q5}\frac{\theta_{b5}}{\theta_{b1}}\cos\frac{5x}{\tau}\ldots$$

Valorile produselor $k_{qv}\,\theta_{bv}$ raportate la θ_{b1}, pentru principalele armonici, sînt prezentate în tabelul 1.2. Se observă că pentru $q\geqslant 2$ aceste mărimi sînt mult mai mici decît $k_{q1}=k_{q1}\,\theta_{b1}/\theta_{b1}$ și deci, cu bună aproximație, în (1.24) se poate considera cu $A\cong k_{q1}\cos\frac{x}{\tau}\pi$ (că solenația grupului de q bobine înseriate are o distribuție practic sinusoidală).

Grupele de cîte q bobine ale fazei ocupînd aceeași poziție față de polii mașinii (v. § 1.2.3), solenația *fazei* se poate deci exprima sub forma

$$\vartheta_f=2p\vartheta_{qb}=2pqk_{q1}\theta_{b1}\cos\frac{x}{\tau}\pi\cdot\sin\omega t. \tag{1.25}$$

Ținînd seama de (1.19) și observînd că

$$pqN_b=N, \tag{1.26}$$

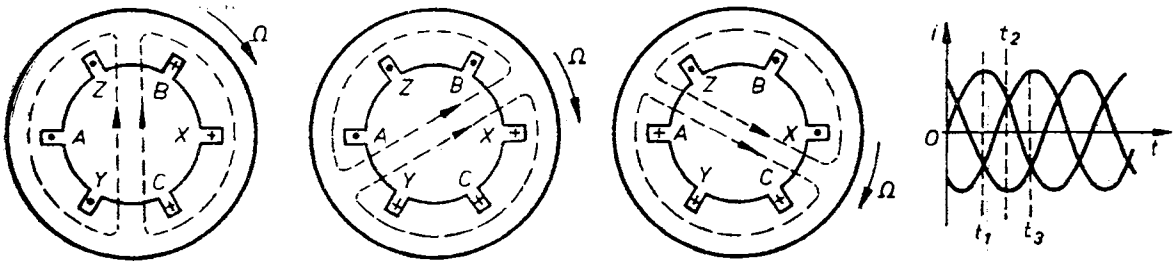
dacă prin N se notează numărul de spire pe fază, rezultă că

$$\vartheta_f\cong\theta_m\cos\frac{x}{\tau}\pi\cdot\sin\omega t, \tag{1.27}$$

unde

$$\theta_m=\frac{4\sqrt{2}}{\pi}\cdot k_{q1}NI. \tag{1.28}$$

Dacă înfășurarea de curent alternativ considerată este monofazată, relația (1.27) reprezintă însăși solenația înfășurării. Solenațiile de acest fel, care variază în timp alternativ, au primit denumirea de *solenații pulsatorii.*



la $t=t_1$ *a* *la* $t=t_2$ *b* *la* $t=t_3$ *c* *d*

Fig. 1.36. Producerea cîmpului magnetic învîrtitor cu ajutorul unei înfășurări trifazate.

În cazul înfășurărilor trifazate, fiecare fază creează o solenație pulsatorie, rezultanta lor fiind o *solenație învîrtitoare obținută pe cale electromagnetică*. Rotirea cîmpului magnetic corespunzător în raport cu înfășurarea este redată în mod sugestiv în figura 1.36, în care fazele sînt reprezentate printr-o singură bobină diametrală (la $p=1$). În figurile *a*, *b* și c sînt redate două dintre liniile de cîmp magnetic creat de înfășurare, la momentele t_1, t_2, t_3 (v. fig. 1.36, *d*), stabilite pe baza sensurilor de curenți, în momentele respective, prin cele trei faze.

Expresia analitică a solenației înfășurării trifazate simetrice se obține ca rezultantă a celor trei solenații pulsatorii de fază

$$\begin{aligned}
\vartheta_{fI} &= \theta_m \cos\frac{x}{\tau}\pi \cdot \sin\omega t\,; \\
\vartheta_{fII} &= \theta_m \cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - \frac{2\pi}{3}\right)\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \\
\vartheta_{fIII} &= \theta_m \cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - 4\frac{\pi}{3}\right)\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).
\end{aligned} \tag{1.29}$$

Descompunînd aceste solenații în sume de doi termeni și observînd că

$$\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) + \sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi + \frac{4\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi + \frac{8\pi}{3}\right) = 0,$$

solenația rezultantă se obține sub forma

$$\vartheta = \frac{3}{2}\theta_m \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) = \theta_M \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right), \tag{1.30}$$

unde

$$\theta_M = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \cdot k_{q1} N I = \text{const.} \tag{1.31}$$

În cazul unei înfășurări polifazate de ordinul m, solenația ϑ este dată tot de relația (1.30), deosebirea constînd în faptul că în loc de $\frac{3}{2}$ intervine $\frac{m}{2}$.

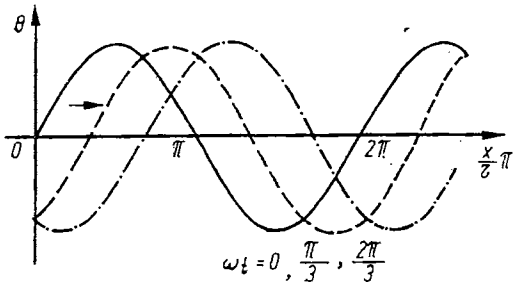


Fig. 1.37. Variația în timp și în spațiu a unui cîmp învîrtitor.

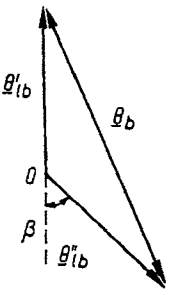


Fig. 1.38. Solenația bobinei cu pas scurtat.

După cum rezultă din (1.30), într-un punct x din întrefier solenația θ variază sinusoidal în timp, cu amplitudinea θ_M constantă. La diferite momente t această valoare maximă rezultă în diferite puncte în întrefier, situația prezentîndu-se astfel ca și cînd unda solenației, avînd o repartiție spațială sinusoidală, s-ar deplasa pe periferia mașinii (v. fig. 1.37) cu o anumită viteză unghiulară. Viteza periferică corespunzătoare rezultă prin anularea argumentului :

$$v = \frac{x}{t} = \frac{\omega\tau}{\pi},$$

astfel că

$$\Omega = \frac{2v}{D} = \frac{2\omega\tau}{\pi D} = \frac{\omega}{p}. \tag{1.32}$$

Se observă că la o frecvență dată a curenților atît viteza v, cît și viteza unghiulară Ω au valori determinate, constante.

Cîmpul magnetic creat de o înfășurare trifazată este prin urmare un cîmp de repartiție spațială dată, învîrtitor cu viteza unghiulară Ω în raport cu înfășurarea.

Relațiile și concluziile stabilite sînt valabile (v. [3], [9] etc.) și în cazul înfășurărilor în două straturi cu pas scurtat, cu condiția ca factorul de repartizare să fie înlocuit prin *factorul de bobinaj (de înfășurare)*

$$k_{b1} = k_{q1} k_{s1}, \tag{1.33}$$

unde k_{s1} este *factorul de scurtare* corespunzător armonicii fundamentale. El intervine prin faptul că la scurtarea pasului de înfășurare y față de $y = \tau$, solenațiile θ'_{1b} și θ''_{1b} ale laturilor de bobine de dus și de întors nu mai sînt în opoziție (fig. 1.38), solenația

$$\theta_b = 2\theta_{1b} \cos\frac{\beta}{2} \tag{1.34}$$

rezultînd mai mică decît dacă bobina ar avea deschiderea egală cu cea diametrală (dacă β ar fi zero).

Valoarea lui β :

$$\beta = \frac{s\pi}{\tau} = \frac{\tau - y}{\tau}\pi \tag{1.35}$$

rezultă din egalitatea evidentă

$$\frac{\tau - y}{\tau} = \frac{\beta}{\pi}.$$

Factorul de scurtare, care caracterizează micşorarea solenaţiilor bobinelor în urma reducerii pasului y este deci

$$k_{s1} = \cos\frac{\tau - y}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2} = \sin\frac{y}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}. \tag{1.36}$$

După cum se poate înţelege în mod simplu, dacă $y = \tau$ (înfăşurarea are pas diametral), factorul de bobinaj se reduce la factorul de repartizare, adică $k_{b1} = k_{q1}$.

Cîmpurile magnetice învîrtitoare obţinute pe cale electromagnetică sînt caracteristice statoarelor maşinilor electrice trifazate, dar şi rotoarelor de maşini asincrone. Pentru ca şi cîmpul rezultant să fie învîrtitor, de anumită viteză unghiulară în spaţiu, cealaltă parte a maşinii trebuie să creeze tot un cîmp învîrtitor, obţinut pe cale mecanică sau pe cale mecanică şi electromagnetică (rotorul), respectiv pe cale electromagnetică (statorul), de aceeaşi viteză unghiulară şi de acelaşi sens.

1.4. T.E.M. INDUSE ÎN ÎNFĂŞURĂRILE DE MAŞINI ELECTRICE

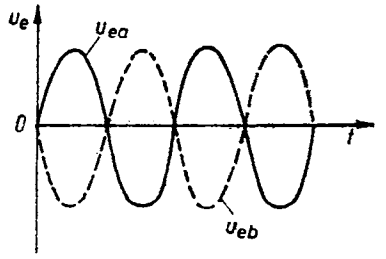
Indusul maşinilor electrice este reprezentat fie de rotor, prevăzut cu o înfăşurare cu comutator, o înfăşurare trifazată cu inele sau o înfăşurare în colivie, fie de stator, prevăzut cu o înfăşurare de curent alternativ.

1.4.1. T.E.M. DIN INDUSUL CU COMUTATOR

Să considerăm pentru început că înfăşurarea se reduce la o singură spiră cu pas diametral (înfăşurarea reprezentată în figura 1.4). Pentru fixarea ideilor, vom presupune că distribuţia cîmpului magnetic (bipolar) pe periferia maşinii este sinusoidală şi deci tensiunile induse în conductoarele a şi b, cînd rotorul se roteşte cu turaţia $n = \text{const.}$, variază sinusoidal în timp (fig. 1.39, *a*).

Prin faptul că lamelele A şi B se succed în acelaşi ritm sub perii, acestea vor culege, una (în figură : p_A), alternanţele pozitive induse în conductoarele a şi b, cealaltă (peria B) alternanţele negative. Tensiunea $u = u_A - u_B$ între cele două perii rezultă ca o tensiune pulsatorie (fig. 1.39, *b*).

În cazul în care în rotor se mai plasează o spiră, într-un plan perpendicular pe planul primei spire, fenomenele care se petrec în ea sînt similare, doar că intervine o întîrziere în timp de 90°. Dacă cele două spire se leagă în serie prin intermediul lamelelor, peria p_1 va culege tensiunea rezultantă a semiundelor pozitive, iar peria p_B pe aceea a semiundelor negative (fig. 1.40). Prin mărirea numărului de spire, egal decalate, însoţită de creşterea corespunzătoare a numărului de lamele, limitele între care pulsează tensiunile la periile p_A şi p_B se restrîng ; la un număr suficient de mare de spire (mai general : de bobine) uniform distribuite pe rotor, ca şi de lamele corespondente, pulsaţiile respective



a

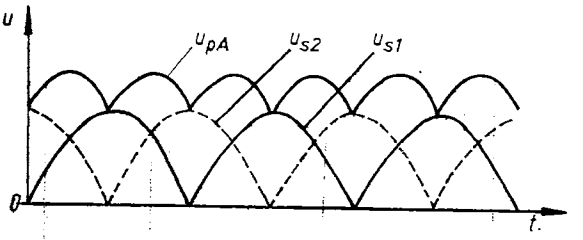
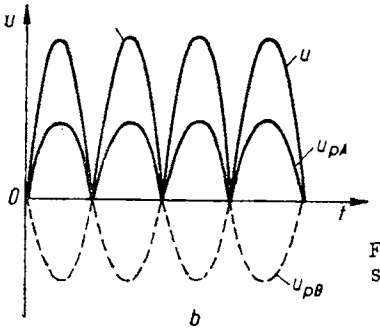


Fig. 1.40. Reducerea limitelor de pulsație a tensiunii la perie în cazul a două spire rotorice uniform distribuite.



b

Fig. 1.39. Explicativă privind tensiunea pulsatorie obținută între perii în cazul unei spire și a 2 lamele.

devin foarte mici, astfel că tensiunea dintre perii devine practic o tensiune constantă (continuă).

Valoarea medie pe o semiperioadă a tensiunii induse într-un conductor, avînd în vedere (1.16), este

$$U_{ec_{med}} = \frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} vLB_x dx = \frac{v}{\tau} L\int_0^{\tau} B_x dx = \frac{v\Phi}{\tau}. \tag{1.37}$$

Întrucît

$$v = \pi Dn = 2p\tau n, \tag{1.38}$$

pentru $U_{ec_{med}}$ se obține în final

$$U_{ec_{med}} = 2pn\Phi. \tag{1.39}$$

Deoarece pe calea de înfășurare revin $2N/2a$ conductoare și în fiecare dintre ele se induce, într-o semiperioadă, aceeași t.e.m. medie, tensiunile induse în căile de înfășurare conectate în paralel sînt egale, au valoarea

$$U_e = \frac{2N}{2a} U_{ec_{med}} = \frac{p}{a} 2Nn\Phi = \frac{p}{\pi a} N\Omega\Phi. \tag{1.40}$$

și reprezintă de fapt tensiunea indusă în înfășurare.

Relațiile (1.40) arată că t.e.m. U_e este proporțională cu turația (cu viteza unghiulară) a rotorului și cu fluxul Φ.

La mersul în gol,

$$U_{e0} = k\Omega\Phi_E, \tag{1.41}$$

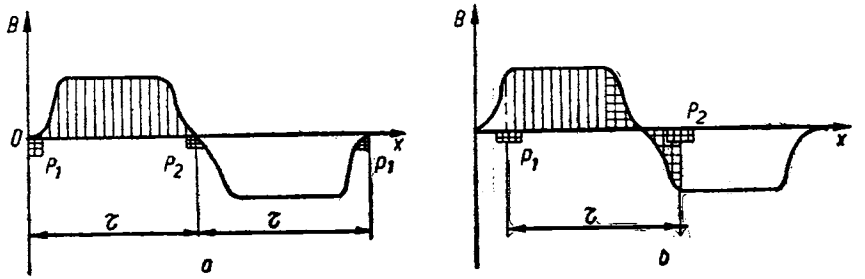


Fig. 1.41. Explicativă privind influența poziției periilor asupra valorii fluxului :

a — situația cînd periile sînt în axa neutră; *b* — situația cînd periile sînt decalate.

expresie care, dacă circuitul magnetic al mașinii nu este saturat, devine

$$U_{e0}=K\Omega I_E. \tag{1.42}$$

Valoarea fluxului care trebuie luată în considerare în (1.40) și (1.41) depinde de poziția periilor pe comutator. Se observă, de exemplu privitor la fluxul Φ_E, că la deplasarea periilor din axa neutră valoarea medie a fluxului scade în raport cu valoarea maximă posibilă (a se compara mărimea ariilor simplu haşurate în figurile 1.41), ea devenind zero dacă periile se mută în axele longitudinale. Situația este asemănătoare și în cazul fluxului Φ.

1.4.2. T.E.M. INDUSĂ ÎN ÎNFĂȘURAREA DE CURENT ALTERNATIV

În cazul în care t.e.m. induse în conductoarele înfășurării sînt sinusoidale, valoarea efectivă a tensiunilor u_{ec} se poate exprima sub forma

$$U_{ec}=\frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_{ec_{med}}=\frac{\pi}{\sqrt{2}}pn\Phi, \tag{1.43}$$

unde $U_{ec_{med}}$ este dat de relația (1.39). Avînd în vedere că produsul

$$pn=f \tag{1.44}$$

reprezintă chiar frecvența tensiunii u_{ec}, rezultă și

$$U_{ec}=\frac{\pi}{\sqrt{2}}f\Phi. \tag{1.45}$$

Pentru o anumită deschidere y, în general diferită de cea diametrală, valoarea efectivă a tensiunii induse într-o spiră este (fig. 1.42)

$$U_{es}=2U_{ec}\sin\frac{y}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}=2k_{s1}U_{ec},$$

adică

$$U_{es}=\pi\sqrt{2}fk_{s1}\Phi; \tag{1.46}$$

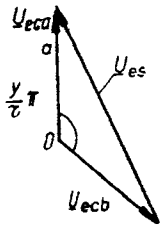


Fig. 1.42. T.e.m. indusă într-o spiră.

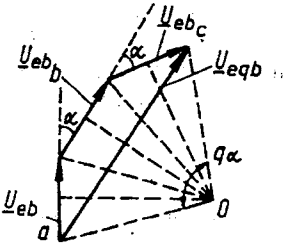


Fig. 1.43. T.e.m. indusă în cele q bobine de pe perechea de poli, aparținînd unei faze ($q=3$).

ca urmare tensiunea indusă într-o bobină, care are N_b spire, este

$$U_{eb}=\pi\sqrt{2}f\cdot k_{s1}\cdot N_b\cdot\Phi. \tag{1.47}$$

Prin plasarea bobinelor în crestături, t.e.m. induse în bobine alăturate sînt defazate între ele cu unghiul α (fig. 1.43) și prin urmare t.e.m. U_{eqb}, corespunzătoare celor q bobine de sub perechea de poli, care aparțin fazei considerate, este

$$U_{eqb}=U_{eb}\frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{\sin\frac{\alpha}{2}}=qU_{eb}k_{q1}. \tag{1.48}$$

Pentru că grupele de q bobine de sub diferite perechi de poli au aceeași poziție, într-un anumit moment, față de cîmpul magnetic, tensiunile induse în aceste grupe de bobine sînt sinfazice ; prin urmare, tensiunea U_e în faza înfășurării, formată din p grupuri de cîte q bobine identice, este

$$U_e=pU_{eqb}=pqk_{q1}U_{eb}.$$

Introducînd în această relație tensiunea U_{eb} sub forma (1.47), ținînd seama și de (1.26) și (1.33), rezultă în final că

$$U_e=\pi\sqrt{2}fk_{b1}N\Phi. \tag{1.49}$$

Se observă că tensiunile induse în fazele unei înfășurări de curent alternativ sînt proporționale cu fluxul Φ.

Dacă în curba cîmpului magnetic sînt prezente și armonici superioare, acestea induc în fazele înfășurării t.e.m. sinusoidale de frecvență $f_\nu=\nu f$ și de valori efective

$$U_{e\nu}=\pi\sqrt{2}f_\nu k_{b\nu}N\Phi_\nu, \tag{1.50}$$

în care $k_{b\nu}=k_{q\nu}k_{s\nu}$ și

$$\Phi_\nu=\frac{2}{\pi}\tau_\nu LB_\nu^{\sim}=\frac{2}{\pi}\cdot\frac{\tau}{\nu}LB_\nu. \tag{1.51}$$

Tensiunile respective se suprapun peste aceea indusă de armonica fundamentală, rezultînd o tensiune indusă care nu mai variază sinusoidal

în timp. În general, prin dimensionarea potrivită a mașinii fluxurile Φ_ν sînt limitate la valori mult reduse ; pentru micșorarea într-o măsură și mai mare a t.e.m. $u_{e\nu}$ (eventual anularea) de mare importanță este alegerea potrivită a pasului înfășurării. De exemplu, dacă y se alege

$$y=\tau-s=\tau-\frac{\tau}{\nu},$$

factorul de scurtare pentru armonica ν,

$$k_{s\nu}=\cos\nu\frac{\tau-y}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2},$$

devine zero și odată cu el și t.e.m. $U_{e\nu}$; o scurtare cu ceva mai mică decît τ/ν micșorează simultan factorii de scurtare pentru armonica ν și pentru aceea imediat superioară etc.

1.5. CUPLUL DEZVOLTAT DE MAȘINILE ELECTRICE ROTATIVE

După cum este cunoscut, cîmpul magnetic exercită forțe asupra conductoarelor parcurse de curent, precum și asupra corpurilor magnetizate. Ca urmare, în cazul unui rotor, indus al unei mașini electrice, vor acționa forțe asupra laturilor de bobine plasate în crestături și asupra dinților, la suprafețele lor de separație față de crestături.

Forța $f'_x=B_{cr}\cdot iL=\frac{B_a}{\mu_r}\,iL$ fiind forța care se exercită asupra conductoarelor plasate în crestătura din dreptul punctului x din întrefier, se demonstrează că forța rezultantă ce acționează asupra pereților dinților care mărginesc crestătura respectivă este $f''_x=\frac{\mu_r-1}{\mu_r}B_a iL$. Rezultă prin urmare forța totală care ia naștere în dreptul punctului x ca fiind $f_x=B_a iL\cong B_{\delta x}iL$ *.

Rotorul avînd o construcție simetrică, ansamblul cuplurilor elementare de forma $M_x=R\cdot f_x$ (unde R este distanța pînă la axa mașinii) conduce la apariția unui cuplu rezultant M, propriu mașinii, care a primit denumirea de *cuplu electromagnetic*. Dacă indusul este statorul, conform legii acțiunii și reacțiunii, cuplul M va acționa asupra rotorului, în sens invers celui rezultat față de stator.

Pentru a stabili caracterul (activ, pasiv) al cuplului M vom considera o mașină de curent continuu bipolară (fig. 1.44) la care indusul este reprezentat de rotor.

Sensul în care acționează cuplul M se poate stabili determinînd cu regula burghiului, aplicat întîi produsului vectorial $\bar{v}\times\bar{B}$, sensul t.e.m. induse și deci al curentului, după care, aplicînd-o produsului vectorial $\bar{J}\times\bar{B}$, se deduce sensul forțelor f_x și al cuplului M.

În figura 1.44 sînt reprezentate sensurile, obținute în modul descris, pentru t.e.m. induse, curenții I_a și forțele f_x în axa polilor, în ipoteza că mașina funcționează ca generator (deci circuitul înfășurării rotorului este un circuit sursă, t.e.m. și curentul prin conductor au același sens). Cuplul

* Considerînd deschizătura crestăturilor mică.

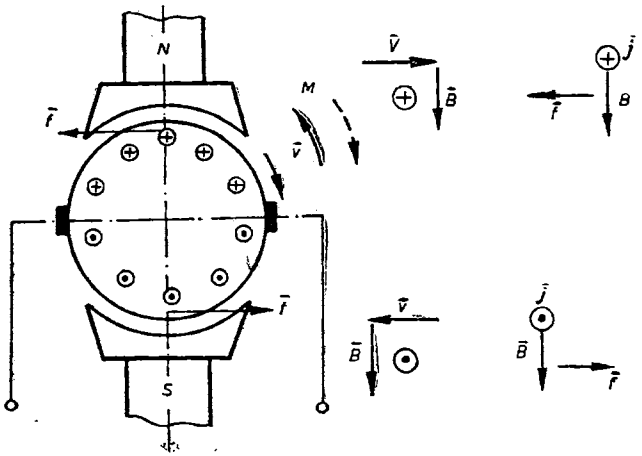


Fig. 1.44. Explicativă la apariția cuplului dezvoltat de mașina electrică.

electromagnetic care rezultă este, după cum se observă, de sens opus sensului în care este rotit rotorul de motorul primar ; el este, deci un cuplu pasiv (rezistent) care echilibrează cuplul activ aplicat la arbore.

Dacă mașina funcționează ca motor, circuitul înfășurării din rotor este un circuit receptor, în care t.e.m. și curentul sînt de sens contrar. La sens de rotire a rotorului neschimbat, în cazul mașinii din figura 1.44, ceea ce se modifică în raport cu situația de la funcționarea ca generator sînt sensurile curentului, forțelor f_x și deci al cuplului M (reprezentat cu linie întreruptă). Mașina pusă să lucreze ca motor dezvoltă deci un cuplu activ, de același sens cu cel de rotație al rotorului, fiind echilibrat în timpul funcționării de cuplul rezistent al mașinii de lucru.

Expresia cuplului M poate fi stabilită folosind, de exemplu, teorema forțelor generalizate (v. [4], [9], [11]) ; în cele ce urmează cuplul M se va determina însumînd cuplurile produse de „curenții elementari", această metodă fiind mai sugestivă.

Să introducem pentru aceasta noțiunea de *pătură* sau *pînză de curent* A (numită și *solenație specifică*), care reprezintă suma algebrică a curenților din conductoarele unei zone, considerate ca fiind plasate pe periferia indusului, raportată la lungimea corespunzătoare a periferiei. Expresia păturii de curent este deci :

$$A = \frac{2NI_a}{\pi D} = \frac{NI_A}{a\pi D} \tag{1.52}$$

în cazul indusului cu comutator parcurs de curentul continuu I_A și

$$A = \frac{m \cdot 2k_b NI_A}{\pi D} = \frac{6k_b NI_A}{\pi D} \tag{1.53}$$

în cazul înfășurărilor de indus de curent alternativ polifazate, respectiv trifazate (I_A — curentul efectiv).

În general, pătura de curent poate avea valori diferite în diversele puncte x din întrefier. Notînd cu A_x și B_x valorile, la un moment dat, ale

păturii de curent și a inducției cîmpului magnetic în punctul x, forța elementară care se exercită asupra curentului elementar $A_x dx$ este :

$$df_x = A_x B_x L dx. \tag{1.54}$$

Situația repetîndu-se identic sub toți polii, datorită simetriei constructive a mașinii, cuplul total este egal cu produsul dintre cuplul corespunzător unui pol și numărul de poli, adică :

$$M = 2p \int_0^{\tau} \frac{D}{2} A_x B_x L dx = pDL \int_0^{\tau} A_x B_x dx. \tag{1.55}$$

La *mașina de curent continuu* $A_x = A = \text{const.}$ și deci

$$M = pDAL \int_0^{\tau} B_x dx = pDA\Phi. \tag{1.56}$$

În cazul *mașinilor trifazate* moderne se poate admite că inducția cîmpului magnetic și pînza de curent au o distribuție spațială sinusoidală. Considerînd că între cele două unde există decalajul $\psi = \frac{x'}{\tau}\pi$ (v. fig. 1.45), reprezentînd și defazajul dintre t.e.m. și curent, relația (1.55) devine :

$$M = pD\,(A\sqrt{2})\,BL \int_0^{\tau} \sin\left(\frac{x}{\tau}\pi - \psi\right) \sin\frac{x}{\tau}\pi \cdot dx,$$

unde $A\sqrt{2}$ și B sînt amplitudinile celor două unde. Prin efectuarea integralei se obține

$$M = \frac{\sqrt{2}}{2} pDA \cos\psi\,(\tau LB) = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} pDA\,\Phi \cos\psi. \tag{1.57}$$

După cum este cunoscut din mecanică, orice cuplu se poate exprima ca raport între puterea transmisă și viteza unghiulară. Prin urmare, cuplul mașinii electrice este și

$$M = \frac{P}{\Omega}, \tag{1.58}$$

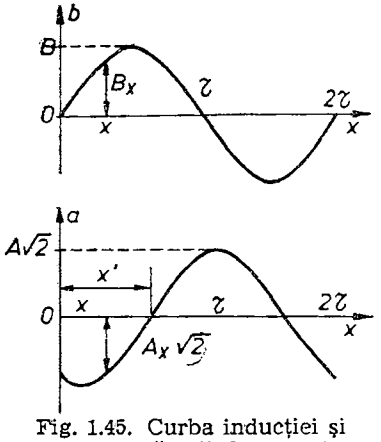


Fig. 1.45. Curba inducției și a păturii de curent.

unde P este *puterea electromagnetică* a mașinii, transmisă prin întrefier pe cale electromagnetică indusului. Expresia puterii electromagnetice este

$$P = mU_e I_A \cos\psi, \tag{1.59}$$

unde m este numărul de faze ale indusului, iar ψ — unghiul de defazaj între U_e și I_A. Evident că, în funcție de tipul mașinii, (1.59) obține diverse forme particulare (de exemplu, în cazul mașinilor de c.c. : $P = U_e I_A$ etc.).

Corespondența dintre relația (1.58) și expresiile (1.56) și (1.57) se poate deduce în mod simplu, explicitînd în ultimele termenul A și efectuînd calculele.

Relațiile care exprimă cuplul M al mașinii electrice arată că, la o mașină dată, cuplul variază proporțional cu fluxul Φ și cu curentul I_A, adică

$$M = k_M \Phi I_A \cos \psi \tag{1.60}$$

(structura constantei k_M depinde de tipul mașinii).

Faptul că mașinile electrice dezvoltă un cuplu propriu determinat, avînd un caracter potrivit pentru regimul în care lucrează, asigură în fond posibilitatea folosirii acestor mașini, pentru că în lipsa cuplului M funcționarea lor cu o viteză de regim constantă nu ar fi posibilă.

1.6. MATERIALELE UTILIZATE ÎN CONSTRUCȚIA MAȘINILOR ELECTRICE

Materialele care se folosesc în construcția de mașini electrice se împart în trei categorii : *active,* feromagnetice, electroconductoare și mecanice, *electroizolante* și *constructive.*

Materialele feromagnetice sînt întrebuințate pentru confecționarea miezurilor și a carcaselor statorice. La realizarea miezurilor se folosesc materiale magnetice moi, în principal aliaje fier-siliciu, care se caracterizează prin valori mari ale permeabilității magnetice relative. Carcasele se execută din fontă sau oțel.

Dacă miezul este străbătut de un cîmp magnetic variabil în timp, în el au loc pierderi corespunzătoare ciclului de histerezis magnetic (fig. 1.46) al materialului respectiv și pierderi prin curenți turbionari. În scopul micșorării pierderilor în miez, în asemenea cazuri, miezul se execută din foi de tablă subțire (tole), de 0,3 ... 0,5 mm grosime, izolate între ele.

În general, la tolele silicioase cele două ramuri ale ciclului de histerezis se confundă practic, rezultînd ceea ce numim curba de magnetizare a materialului. În figura 1.47 sînt reprezentate curbele de magnetizare tip a tolelor laminate la cald de calitate E—I (procent de siliciu sub 1%) și E—III (cu conținut de Si de peste 3%), respectiv a fontei ; în construcția de mașini rotative se mai folosesc și tole de calitatea E—II, cu siliciu în compoziție pînă la 2%. Pe măsură ce procentajul de siliciu este mai mare, pierderile specifice (pe unitate de masă) ale materialului se micșorează ; din punct de vedere al intensității de cîmp H, la o inducție $B > 0{,}8$ T, tolele cu procentaj de Si mai mare au însă proprietăți mai slabe decît tolele slab aliate (v. fig. 1.47).

În construcția de transformatoare se utilizează în prezent, aproape exclusiv, tole laminate la rece, la care după direcția laminării tabla prezintă proprietăți mult superioare celor ale tolelor laminate la cald (de exemplu, la tole E—III, pierderi specifice la 1 T și 1,5 T de $p_1 = 0{,}45 \ldots 0{,}55$ W/kg și $p_{1,5} = 1{,}1 \ldots 1{,}4$ W/kg, față de $p_1 = 1{,}2 \ldots 1{,}3$ W/kg și $p_{1,5} = 3 \ldots 3{,}5$ W/kg, respectiv intensitatea de cîmp $H_1 = 40 \ldots 50$ A/m la $B = 1$ T, față de $H_1 = 2\,500 \ldots 2\,800$ A/m). Ca urmare, miezul se poate dimensiona pentru solicitări magnetice (B) mai mari, ceea ce conduce la

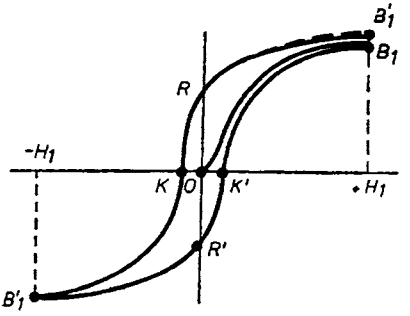


Fig. 1.46. Curba de histerezis magnetic.

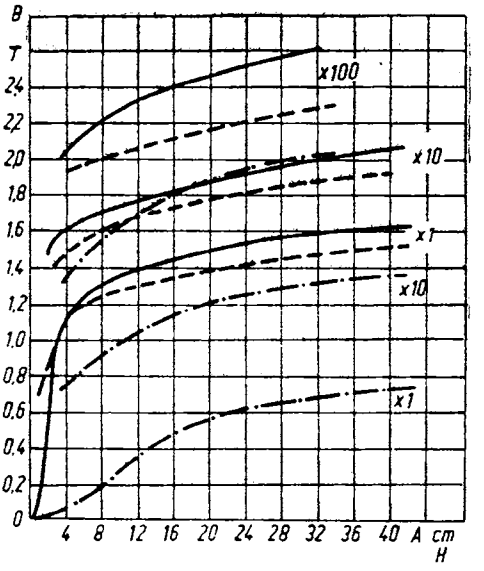


Fig. 1.47. Curba de magnetizare: pentru tablă EI ———; pentru tablă EIII — — —; pentru fontă —.—.—.

consum mai redus de material magnetic. Folosirea tolelor laminate la rece la mașinile electrice rotative este legată de realizarea unor asemenea tole cu performanțe superioare în cel puțin două direcții.

Materialele electroconductoare folosite în principal sînt cuprul și aluminiul. Deși are o rezistivitate mai mare, aluminiul înlocuiește ori de cîte ori este posibil cuprul, care este un material deficitar. Astfel, aluminiul se utilizează pe scară largă la executarea înfășurărilor de transformatoare, a coliviei la unele mașini asincrone etc. La realizarea înfășurărilor în colivie se mai folosesc și diferite sorturi de bronz și alama.

Arborii mașinilor electrice, prin care se transmite puterea mecanică, se execută din *oțel carbon sau aliat.*

Un rol deosebit în construcția mașinilor electrice îl au *materialele electroizolante,* folosite pentru izolarea spirelor și bobinelor, a înfășurărilor față de miezuri, a tolelor între ele etc. Ele trebuie să se caracterizeze printr-o rigiditate dielectrică ridicată, o constantă dielectrică și un tg δ corespunzători, ca și prin rezistență la temperaturi mari, la umiditate, la solicitări mecanice etc. Proprietățile respective ale unor materiale electroizolante des folosite sînt redate în tabelul 1.3.

Dacă temperatura materialului nu depășește o anumită valoare critică, numită admisibilă, proprietățile sale izolante se mențin cca 15—25 ani. O creștere a solicitării termice, de durată, cu 8 °C reduce „durata de viață" a izolației la jumătate, cu 16 °C — la un sfert ș.a.m.d., ceea ce explică distrugerea izolației într-un timp foarte scurt la supratemperaturi de 120—150 °C.

Temperatura admisibilă reprezentînd o caracteristică principală a materialelor izolante, ea a fost aleasă drept criteriu de împărțire a aces-

Tabelul 1.3

Principalele proprietăți ale unor materiale electroizolante

Denumirea materialului	Temp. max. admis. [°C]	Rigidit. diel. [kV/mm]	Constanta dielectrică	tg δ
0	1	2	3	4
Bandă de bumbac	90	10—15	3—4	0,5—0,15
Hîrtie electrotehn.	90	10	2,1—2,7	0,02—0,025
Preșpan	90	9—11	3—4	0,005—0,006
Pertinax	120	20—40	3—7	
Email *teflon*	180	30—60	2,6	0,001
Email *poliesteric*	155	40—100	3,2	0,003
Email *acrilic*	105	40—80	2,7	0,08
Lemn	90	5—7	5	0,02—0,03
Ulei transformator	120	12,5—15	2—2,3	0,001
Țesături sticle (impregnate)	130—250	10—25	3—3,6	0,03—0,001
Folii sintetice *deriv. celuloză*	150—200	200	3,2	0,015
Folii sintetice *rășini de cond.*	90—200	52—60	3,7	0,016
Folii sintetice *rășini de polimer*	135—150	110—177	2	0,0003
Ceramice	110—250	6—25	4—9	0,01—0,0001
Micanite	180	10	5—6	0,004
Micafoliu	180	13—20	4—5	0,03—0,02

Tabelul 1.4

Clase de izolație, temperaturi admisibile

Clasa de izol.	Y	A	E	B	F	H	C
ϑ_{adm} [°C]	90	105	120	130	155	180	> 180
Princip. grupe de mat. electroizol.	bumbac, mătase, hîrtie, carton etc. neimpregnate	mat. din clasa Y impregnate	pelicule org. sintetice, emailuri, nuvolit etc.	mat. pe bază de mică, fibre de sticlă etc. impregn. cu lacuri organice, compound de impreg.	mat. pe bază de mică compound.	Idem ca la clasa F, cu lianți siliconici	mat. pe bază de mică, ceramică cu lianți și mase de umplere sintetici

tor materiale, conform STAS 1893-72, în 7 clase de izolație (tab. 1.4); cele mai răspîndite materiale electroizolante aparțin claselor de izolație E, B, F și H.

Materialele de ordin constructiv sînt cele folosite pentru asamblarea părților componente ale mașinii și asigurarea rigidității sale mecanice. În această categorie de materiale intră fonta (folosită pentru realizarea carcaselor și scuturilor port-palier), oțelul (pentru carcase, cuve, sisteme de strîngere), diverse materiale neferoase sau aliaje (pentru piese distanțoare, cutii de borne) etc.

1.7. PIERDERILE ȘI RANDAMENTUL MAȘINILOR ELECTRICE

Funcționarea mașinii electrice este însoțită de existența unor pierderi în părțile active — pierderile în fier p_{Fe} și pierderile în bobinaje p_b — precum și a pierderilor mecanice și de ventilație p_{mv}, condiționate de frecările care intervin în urma rotirii rotorului.

Pierderile în fier p_{Fe}, constituite în principal din pierderile prin histerezis și prin curenți turbionari *, depind practic de patratul inducției B a cîmpului magnetic din mașină. La rîndul lor, pierderile în bobinaje depind de patratul curentului prin înfășurare, iar pierderile mecanice și prin ventilație p_{mv}, în care preponderente sînt ultimele, variază practic cu patratul turației.

În funcție de tipul mașinii și de regimul de funcționare, unele dintre pierderile de mai sus se modifică la schimbări ale încărcării (sarcinii) mașinii, constituind categoria de *pierderi variabile cu sarcina* p_v, în timp ce alte pierderi se mențin aceleași, independent de sarcină, reprezentînd *pierderile constante* p_{ct} ale mașinii. De regulă, dacă tensiunea la borne este constantă, cîmpul magnetic are o valoare definită, invariabilă, și deci pierderile în fier fac parte din categoria pierderilor p_{ct}. Pierderile p_{mv} reprezintă, și ele, o componentă a pierderilor p_{ct} dacă mașina funcționează ca generator (cînd rotorul este rotit cu o turație constantă), dar devin pierderi variabile cu sarcina, în general, cînd mașina lucrează ca motor. În schimb, pierderile în înfășurarea indusului p_{bA} sînt totdeauna pierderi variabile cu sarcina, curentul I_A depinzînd de încărcarea mașinii, indiferent de regim (generator sau motor).

Prin îmbunătățirea proprietăților materialelor active folosite și perfecționarea sistemelor de ventilație, pierderile sînt limitate la mașinile electrice moderne la 10—20%, la mașinile de putere medie și redusă, respectiv la 2—8% la transformatoarele și mașinile rotative de putere foarte mare și mare.

Notînd cu P_a puterea absorbită de mașina electrică pentru a furniza puterea utilă P_u, randamentul cu care lucrează mașina este

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + p_{Fe} + p_{mv} + p_b}. \tag{1.61}$$

Curba $\eta = f(P_u)$, numită *curba randamentului*, reprezintă una dintre cele mai importante curbe caracteristice ale mașinii, reflectînd comportarea ei sub aspect energetic. Ea are aceeași formă pentru toate tipurile de mașini electrice ; pentru a o stabili ne vom referi la cazul unui generator de c.c. cu excitație separată (de la o sursă exterioară mașinii), la care pierderile p_{bE} nu au loc în contul puterii mecanice F_a primită prin arbore, p_{mv} sînt constante, la fel pierderile p_{Fe} (presupunînd că funcționarea generatorului are loc în condițiile $U = \text{const.}$).

Exprimînd pierderile din înfășurarea indusului (pierderile variabile cu sarcina) sub forma

$$p_{bA} = RI_A^2 = k_s^2 RI_{An}^2 = k_s^2 p_{bAn}, \tag{1.62}$$

* În mieuri mai apar și unele pierderi suplimentare ([8], [9], [17]).

unde

$$k_s = \frac{I_A}{I_{An}} \tag{1.63}$$

reprezintă așa-numitul *factor de sarcină*, puterea utilă se poate scrie și sub forma $P_u = UI_A = k_s P_n$ (I_{An} și P_n — curentul și puterea *nominală*, pentru care este construită mașina să funcționeze).

Rezultă pentru randament expresia

$$\eta = \frac{k_s P_n}{k_s P_n + p_{ct} + k^2 p_{bAn}}, \tag{1.64}$$

care arată că randamentul este nul pentru $k_s = 0$ respectiv $k_s = \infty$ și deci, că pentru un $k_s > 0$, curba randamentului trece printr-un maxim.

La valori mici ale factorului de sarcină

$$\eta_{(k_s \to 0)} \cong \frac{k_s P_n}{p_{ct}}$$

și deci curba randamentului crește rapid cu mărirea lui k_s, practic liniar.

Derivînd expresia randamentului în raport cu variabila k_s și anulînd această derivată, pentru factorul de sarcină k_{sm} la care η devine maxim se obține

$$k_{sm} = \sqrt{\frac{p_{ct}}{p_{bAn}}}, \tag{1.65}$$

iar pentru randamentul maxim expresia

$$\eta_m = \frac{k_{sm} P_n}{k_{sm} P_n + 2 p_{ct}}. \tag{1.66}$$

Pentru că în multe cazuri mașina poate fi pusă în situația să funcționeze cu o sarcină mai mică decît cea nominală, de obicei mașinile electrice se dimensionează astfel încît să rezulte $k_{sm} = 0{,}35 \ldots 0{,}75$.

La factori de sarcină $k_s \to 1$, cum pierderile reprezintă doar procente din puterea P_u, influența lor este redusă, astfel că la $k_s > k_{sm}$ curba randamentului cunoaște o scădere lentă, pe măsură ce k_s crește.

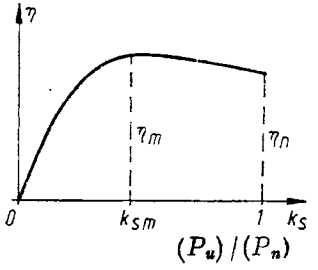


Fig. 1.48. Forma curbei randamentului mașinii electrice.

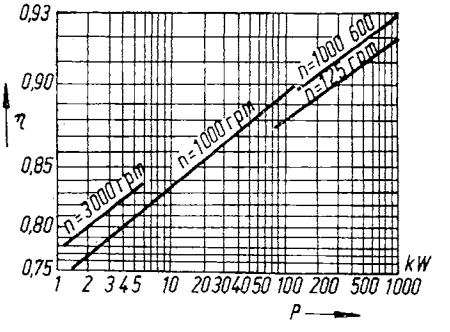


Fig. 1.49. Randamentul mașinii de curent continuu de diferite puteri.

În baza considerentelor de mai sus, forma curbei de variație a randamentului cu sarcina este cea reprezentată în figura 1.48. Ea este deosebit de convenabilă, asigurînd, în domeniul factorilor de sarcină obișnuiți ($k_s > k_{sm}$), o funcționare cu pierderi reduse de energie, indiferent de gradul de încărcare a mașinii.

Randamentul mașinilor electrice crește odată cu mărirea puterii lor. Figura 1.49 ilustrează acest lucru pentru mașinile de curent continuu.

PROBLEME

1P.1. Să se stabilească pașii de înfășurare cu care se poate executa o înfășurare buclată simplă, dublă și triplă, dacă $N_c=32$ crestături și $p=2$ perechi de poli. Să se precizeze numărul de raze suprapuse, respectiv distincte, din steaua t.e.m. precum și unghiul electric α.

Rezolvare : $t=2$ raze suprapuse ; $\frac{N_c}{t}=16$ raze distincte : $\alpha=\frac{\pi}{8}$. Cu $\tau=8$ crestături rezultă pașii de înfășurare din tabelul 1P.1.

Tabelul 1P.1

m	1	−1	2	−2	3	−3
y_1	8	8	8	8	8	8
y_2	7	9	6	10	5	11

1P.2. Ce ordin de multiplicitate poate avea o înfășurare ondulată cu datele : $N_c=30$ crestături ; $p=2$? Să se stabilească pașii de înfășurare.

R : $m=2$; $y=14$; $y_1=9$; $y_2=5$; sau

$y=16$; $y_1=9$; $y_2=7$.

1P.3. Să se determine deschiderea bobinei cu care trebuie executată o înfășurare trifazată în două straturi, cu datele : $N_c=30$ și $p=1$, pentru a anihila armonica de ordinul $\nu=5$ a tensiunii induse.

Rezolvare : $y=\tau-\frac{\tau}{\nu}=12$ crestături ; $k_{s5}=0$.

1P.4. Să se stabilească scurtarea cu care trebuie executată o înfășurare trifazată în două straturi, cu datele : $N_c=48$ și $p=2$, pentru a reduce armonicile de ordinul 5 și 7 ale tensiunii induse.

Rezolvare : cu $\tau=12$ crestături, rezultă $y=9{,}6$ crestături, pentru ca $k_{s5}=0$, respectiv $y=10{,}3$ pentru ca, $k_{s7}=0$; prin urmare se alege scurtarea $s=2$ crestături, ($y=10$ crestături ; $k_{s5}=k_{s7}=0{,}2588$).

1P.5. O mașină electrică de curent continuu de turație $n=600$ rot/min, avînd lungimea rotorului $L=0{,}7$ m și diametrul rotorului $D=0{,}9$ m, este prevăzută în rotor cu o înfășurare buclată caracterizată prin : $m=3$, $K=192$ lamele, $u=3$ bobine elementare, $N_b=2$ spire/bobină, $p=4$.

Știind că $B_g=0{,}75$ T și că lățimea tălpii polare este $b_p=0{,}158$ m să se determine : *a)* fluxul pe pol ; *b)* puterea electromagnetică în cazul cînd $I_A=800$ A ; *c)* cuplul electromagnetic corespunzător.

Rezolvare : $\Phi=b_pLB\delta=0{,}08295$ Wb ; $N_c=\frac{K}{u}=64$ crestături ; $N=\frac{2uN_b}{2}\cdot N_c=384$ spire ; $a=mp=12$. Rezultă $U_e=212{,}35$ V, $P=U_eI_A=169{,}9$ kW ; $M=2703{,}75$ Nm.

1P.6. Fie $L=0{,}25$ m și $D=0{,}3$ m lungimea și diametrul interior al statorului unei mașini de curent alternativ trifazate, în crestăturile căruia este plasată o înfășurare într-un strat avînd datele : $N_c=36$, $p=2$, $N_b=4$.

Știind că curba cîmpului magnetic conține, pe lîngă armonica fundamentală, de amplitudine $B_1=0{,}7$ T și o armonică de ordinul 5, de amplitudine $B_5=0{,}14$ T, să

Tabelul 1P.6

Relația de calcul		
$\alpha_\nu = \nu \frac{2p}{N_e}$	$\alpha_1 = \frac{\pi}{9}$	$\alpha_5 = 5\frac{\pi}{9}$
$k_{s\nu} = 1$		
$k_{q\nu} = \frac{\sin \frac{q\alpha_\nu}{2}}{q \sin \frac{\alpha_\nu}{2}}$	$k_{q1} = 0{,}9598$	$k_{q5} = 0{,}2176$
$\Phi_\nu = \frac{2}{\pi}\frac{\sigma}{\nu} L B_\nu$	$\Phi_1 = 0{,}026$ Wb	$\Phi_5 = 0{,}001$ Wb
$U_{e\nu} = 4{,}44 f_\nu k_{b\nu} N \Phi_\nu$	$U_{e1} = 134{,}226$ V	$U_{e5} = 5{,}797$ V

se determine : *a)* factorii de bobinaj k_{b1} și k_{b5} ; *b)* valorile efective ale tensiunilor U_{e1}, U_{e5} și U_e.

Frecvența fundamentalei se consideră $f_1 = 50$ Hz.

Rezolvare : fiind într-un strat, înfășurarea prezintă $\frac{N_c}{2m} = \frac{36}{2 \cdot 3} = 6$ bobine/fază și deci $N = 6 \cdot 4 = 24$ spire ; numărul de crestături pe pol și fază este $q = 3$. Cu aceste precizări se pot efectua calculele prezentate în tabelul 1P.6.

$$R : \; U_e = \sqrt{U_{e1}^2 + U_{e5}^2} = 134{,}35 \text{ V}.$$

1P.7. O mașină electrică de curent alternativ trifazată funcționează la frecvența $f = 50$ Hz. Statorul, avînd dimensiunile $D = 0{,}3$ m și $L = 0{,}5$ m, este prevăzut cu o înfășurare în două straturi cu datele : $p = 2$; $N_c = 36$; $N_b = 5$; deschiderea bobinei : $y = 7$ crestături.

Să se determine puterea aparentă a mașinii pentru armonica fundamentală știind că pătura de curent $A = 250$ A/cm iar $B_\delta = 0{,}78$ T.

$$R : \; U_e = 702{,}72 \text{ V} ; \; I_A = 72{,}569 \text{ A} ; \; S = mU_e I_A = 152{,}987 \text{ kVA}.$$

1P.8. O mașină electrică de curent alternativ trifazată are pătura de curent $A = 250$ A/cm, pasul polar $\tau = 0{,}25$ m, întrefierul constant pe periferia rotorului, $\delta = 0{,}6$ mm, factorul de întrefier $k_\delta = 1{,}1$, factorul de saturație $k_s = 1{,}5$. Mașina este prevăzută în stator cu o înfășurare în două straturi caracterizată prin : $p = 2$, $q = 3$, $N_b = 4$, $y = 7$ crestături, $a = 1$.

Să se determine amplitudinea B_1 a inducției magnetice în întrefier știind că prin înfășurare curge un curent de $0{,}2\, I_n$.

Rezolvare : $k_{b1} = 0{,}9019$; $N = \frac{2pqN_b}{2a} = 24$ spire/fază ; $I_A = \frac{\pi DA}{m 2 k_{b1} N} = 192{,}495$ A. Cu $I = 0{,}2\, I_A = 38{,}499$ A, se obține amplitudinea solenației calculată pentru 2 p poli: $\theta_M = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} k_{q1} k_{s1} NI = 2250{,}792$ As ; $B_1 = \frac{\mu_0 \theta_M}{2pk\delta k_s \delta} = 0{,}8142$ T ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m).

1P.9. Un generator de curent continuu cu excitație separată de 3 kW și 110 V are rezistența indusului $R = 0{,}4$. Să se determine randamentul maxim și cel nominal,

știind că pierderile mecanice și de ventilație sînt $p_{mv}=1{,}5\%\ P_n$, iar pierderile în fier $p_{Fe}=3{,}5\%\ P_n$.

R: $k_{sm}=0{,}71$; $\eta_m=0{,}8765$; $\eta_n=0{,}87$.

1P.10. Un motor asincron deschis, cu ventilație proprie, de 8 kW, avînd datele: $\eta=0{,}91$, clasa de izolație E, suprafața de transmitere a căldurii $S=2\,260\ cm^2$, coeficientul global de transmitere a căldurii $k=5\cdot10^{-3}\ W/cm^2\cdot grad$, constanta termică de timp la încălzire $T=60$ minute, funcționează în serviciu continuu.

Să se determine încălzirea mașinii după 4 ore, respectiv 2 ore de funcționare. (Se consideră că încălzirea inițială a mașinii este nulă).

Rezolvare: $p_t=P\left(\frac{1}{\eta}-1\right)=791\ W$; $\theta_s=70\ °C<\theta_{adm}=80\ °C$; $(\theta)_{t=4T}=68{,}72\ °C$; $(\theta)_{t=2T}=60{,}53\ °C$.

2.

MAȘINA DE CURENT CONTINUU

2.1. GENERALITĂȚI ȘI DEFINIȚII

Mașina electrică de curent continuu este un sistem de conversie electromecanică a energiei care, prin intermediul cîmpului electromagnetic, transformă energia mecanică în energie electrică de curent continuu sau invers, energia electrică de curent continuu în energie mecanică.

Statorul îndeplinește funcția de inductor, iar rotorul reprezintă indusul mașinii. Tensiunile electromotoare induse în bobinele înfășurării indusului sînt redresate prin intermediul comutatorului (colectorului) solidar cu rotorul — și al periilor (solidare cu statorul) care calcă pe acest comutator. Sistemul comutator-perii oferă posibilitatea transformării energiei mecanice în energie electrică de curent continuu sau invers, a transformării energiei electrice în energie mecanică.

În practică sînt folosite mai ales mașinile de curent continuu heteropolare (la acestea cîmpul magnetic inductor are o variație periodică în întrefier, în lungul periferiei indusului), în timp ce mașinile homopolare sau unipolare (la care cîmpul magnetic inductor este invariabil în lungul periferiei indusului) se utilizează rar, ca generatoare de tensiune joasă și curenți foarte mari.

Mașina de curent continuu se construiește pentru puteri nominale de la zeci de wați pînă la mii de kilowați, într-o gamă largă de turații și tensiuni pînă la 2 000 V.

Generatoarele de curent continuu se utilizează în cadrul unor instalații de curent continuu cum ar fi cele de la locomotivele diesel-electrice, ale navelor cu acționare electrică etc. ; motoarele de curent continuu se folosesc pe scară largă în tracțiunea electrică (la locomotivele diesel-electrice, locomotivele electrice, nave, metrouri, troleibuze), în metalurgie, la acționările reglabile de la mașini-unelte etc.

2.2. ELEMENTE CONSTRUCTIVE ȘI FUNCȚIONALE

2.2.1. ELEMENTE DE ORDIN CONSTRUCTIV

Ca orice mașină electrică rotativă, mașina de curent continuu are două părți constructive fundamentale : statorul și rotorul. Elementele lor constitutive pot fi identificate în secțiunile prin mașină reprezentate în figura 2.1.

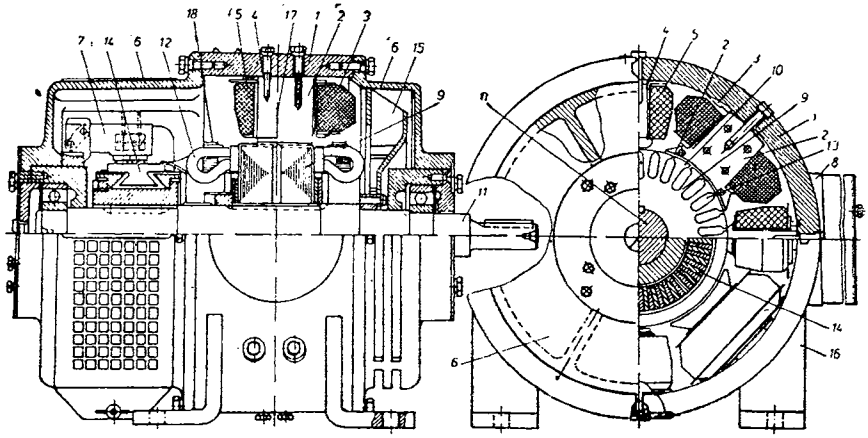


Fig. 2.1. Secțiunile longitudinală și transversală printr-o mașină de curent continuu:

1 — carcasa (jugul statoric); *2* — polii de excitație (principali); *3* — bobină de excitație; *4* — polii de comutație (auxiliari); *5* — bobina polului de comutație; *6* — scuturile (capacele) frontale; *7* — sistemul de perii și portperii; *8* — cutia de borne; *9* — miezul rotoric; *10* — dinții rotorici; *11* — arborele; *12* — înfășurarea rotorică; *13* — crestăturile rotorice; *14* — comutatorul; *15* — ventilatorul; *16* — tălpile de prindere în fundație; *17* — canal radial de ventilație; *18* — bandajul de sîrmă al capetelor de bobină.

Părțile componente ale statorului sînt: carcasa, polii principali sau de excitație, polii de comutație (auxiliari), înfășurarea de excitație, înfășurarea polilor de comutație și înfășurarea de compensație. Ca părți constitutive ale statorului se consideră și scuturile cu lagărele mașinii, precum și portperiile și periile ce calcă pe comutator.

Carcasa, de formă cilindrică, se execută din tablă de oțel îndoită și sudată (la mașinile mici), respectiv din oțel sau fontă turnată (la mașinile de putere mai mare). În general, carcasa constituie jugul inductorului, prin care se închide fluxul magnetic al mașinii. Tălpile de fixare a mașinii de fundație sînt sudate de carcasă sau se toarnă împreună cu aceasta.

De partea interioară a carcasei se fixează, prin buloane, polii principali și cei auxiliari. Aceștia se execută din oțel masiv sau din tole de oțel electrotehnic de grosime 0,5—1 mm, strînse și consolidate cu ajutorul unor nituri (fig. 2.2). Pentru a ușura trecerea cîmpului magnetic inductor prin întrefier, polii principali prezintă o *talpă polară*, de lățime mai mare decît corpul polilor, care servește și ca suport pentru bobina montată pe pol. În ceeea ce privește polii auxiliari, aceștia se prevăd numai la mașinile de putere medie și mare, fiind fixați de carcasă în axele de simetrie dintre polii de excitație, adică în axele transversale ale mașinii.

La mașinile de putere mică, precum și la cele alimentate prin convertoare statice, circuitul magnetic al inductorului se realizează în întregime din tole (fig. 2.3).

Înfășurarea de excitație și cea de comutație se execută din sîrmă sau bare de cupru izolate, sub formă de bobine care se dispun pe poli (v. fig. 2.2). Bobinele ce aparțin aceleiași înfășurări se conectează astfel între ele încît, atunci cînd sînt parcurse de curent, să determine polaritatea alternativă N—S—N—S etc. a polilor respectivi. Capetele înfășurărilor sînt racordate la bornele din cutia de borne, care este fixată de carcasă.

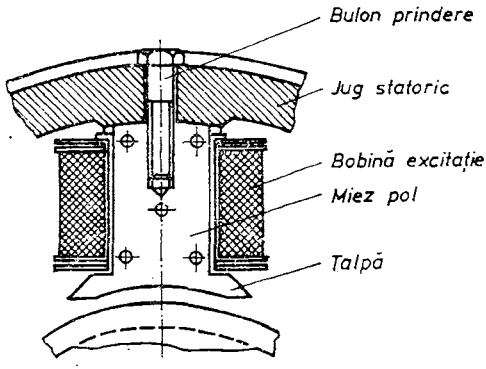


Fig. 2.2. Polul de excitație (principal).

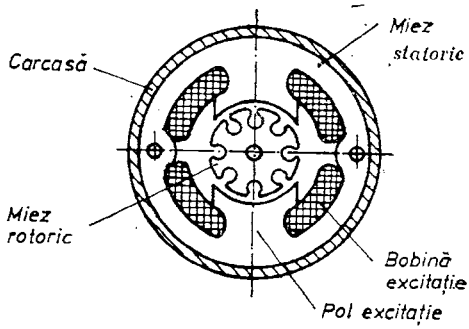


Fig. 2.3. Secțiune transversală printr-o mașină de curent continuu de mică putere.

Înfășurarea de compensație este prevăzută numai la mașinile de putere mare și la cele destinate acționărilor electrice rapide. Rolul și construcția ei vor fi prezentate în § 2.4.

Rotorul se compune din arborele mașinii, miezul feromagnetic și înfășurarea rotorului, comutatorul și ventilatorul. Miezul rotoric, confecționat din tole de oțel electrotehnic de 0,5 mm grosime este fixat pe arbore fie direct, fie prin intermediul unui butuc. Înfășurarea rotorului este o înfășurare repartizată în două straturi, fiind plasată în crestăturile echidistante practicate pe periferia exterioară a miezului. Bobinele (secțiile) acestei înfășurări sînt executate din conductoare de cupru izolate. Consolidarea bobinelor în lungul crestăturilor se realizează cu pene din material izolant, iar la capete cu bandaje din sîrmă de oțel, fibre poliesterice etc. După cum s-a arătat (§ 1.2.2.1), capetele bobinelor se racordează (prin lipire) la lamelele comutatorului).

Consolidarea lamelelor comutatorului (fig. 2.4 la 2.6) de butuc se realizează fie prin sistemul denumit *coadă de rîndunică* (fig. 2.5) fie, la mașinile mici, prin sistemul denumit *în H* (fig. 2.6).

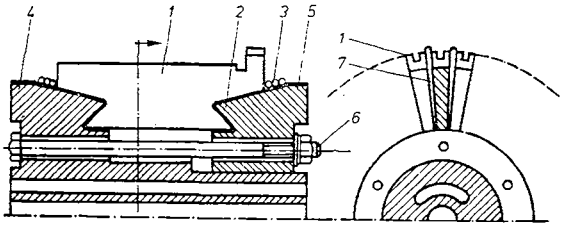


Fig. 2.4. Secțiuni parțiale prin comutatorul în „coadă de rîndunică" :

1 — lamela; *2* — conul izolant din micanită; *3* — bandajul; *4* — butucul comutatorului; *5* — inelul de strîngere; *6* — bulonul de strîngere; *7* — lamela izolantă.

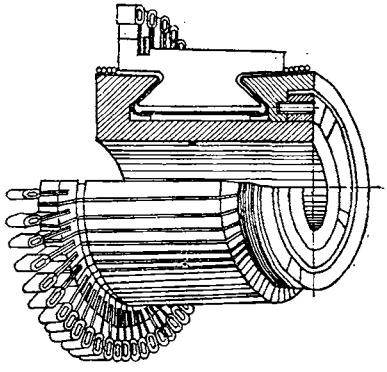


Fig. 2.5. Comutatorul tip „coadă de rîndunică".

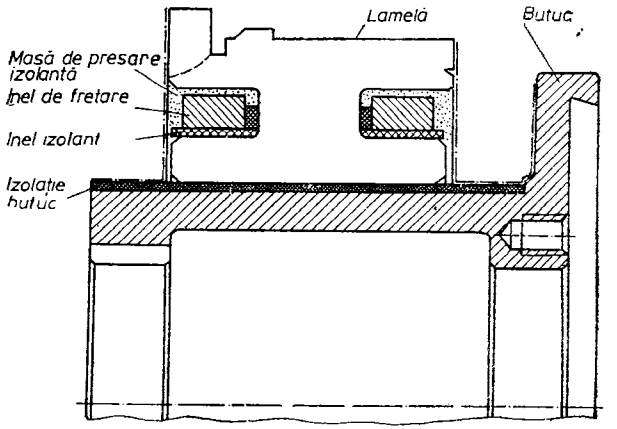


Fig. 2 6. Construcția comutatoarelor în H.

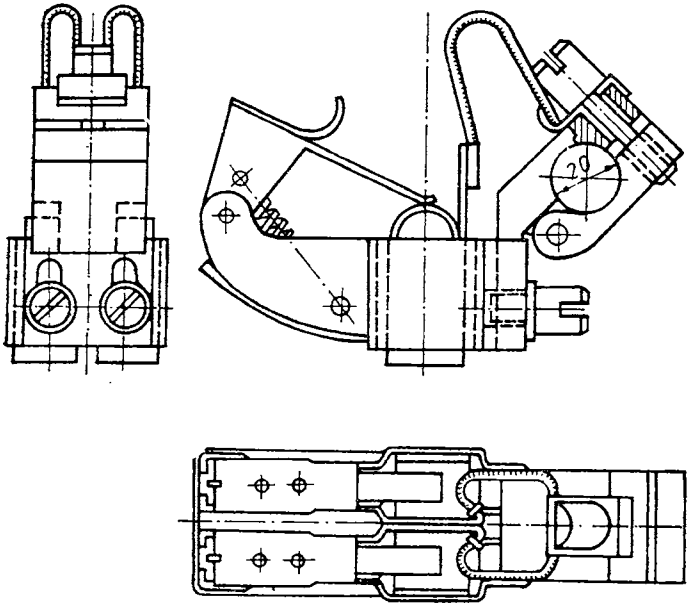


Fig. 2.7. Perie și portperii.

2.2.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

La rotirea rotorului cu o turație n=const. în cîmpul magnetic inductor, creat în urma trecerii curentului continuu de excitație I_E prin înfășurarea statorică de excitație, în bobinele înfășurării rotorului se induc tensiuni electromotoare alternative, de frecvență $f=pn$, corespunzător polarităților N—S—N—S ... ale cîmpului statoric.

Înfășurarea rotorică fiind o înfășurare de curent continuu, ale cărei bobine componente sînt legate în serie prin intermediul lamelelor comutatorului cu care este prevăzut rotorul, la perii rezultă (v. § 1.4.1) o tensiune continuă corespunzătoare tensiunii electromotoare induse (relația (1.40)).

Dacă, bornele rotorului fiind legate la rețea sau la un receptor, înfășurarea rotorică este parcursă de curentul continuu de sarcină I_A, ea creează o solenație de reacție, de valoare constantă și avînd o poziție fixă în spațiu (determinată de poziția periilor pe comutator). Ca urmare, valoarea fluxului Φ rezultat în mașină este determinată și constantă, astfel că și tensiunile U_e respectiv U sînt constante.

Mașina dezvoltă, în condițiile enunțate, un cuplu electromagnetic (v. § 1.5).

$$M = \frac{P}{\Omega}, \tag{2.1}$$

care, ținînd seama de expresia tensiunii U_e (relația (1.40)), se mai poate exprima și sub forma

$$M = \frac{U_e I_A}{\Omega} = \frac{p}{\pi a} N \Phi I_A = k \cdot \Phi I_A. \tag{2.2}$$

Caracterul acestui cuplu este determinat de regimul de funcționare al mașini și este de sens contrar cuplului exterior la arbore, care îl echilibrează.

2.3. REGIMURI DE FUNCȚIONARE

Din punctul de vedere al conversiei de energie, mașina de curent continuu poate funcționa în trei regimuri distincte : de generator, de motor și de frînă.

Funcționarea în *regim de generator* are loc în condițiile în care, aplicîndu-se la arborele mașinii un cuplu exterior activ, energia mecanică primită în acest mod este transformată în energie electrică, pe care o furnizează consumatorilor electrici conectați la bornele circuitului indusului. Reprezentarea schematică a mașinii în regim de generator și schema ei echivalentă sînt redate în figura 2.8.

S-au notat cu A_1—A_2 bornele rotorului, cu F_1—F_2 capetele înfășurării de excitație, cu R_s — rezistența de sarcină, iar cu R_c — reostatul de cîmp reglabil, cu ajutorul căruia se modifică valoarea curentului I_E.

În regim de generator, circuitul electric al indusului fiind un circuit sursă, curentul I_a este de același sens cu cel al tensiunii induse în bobi-

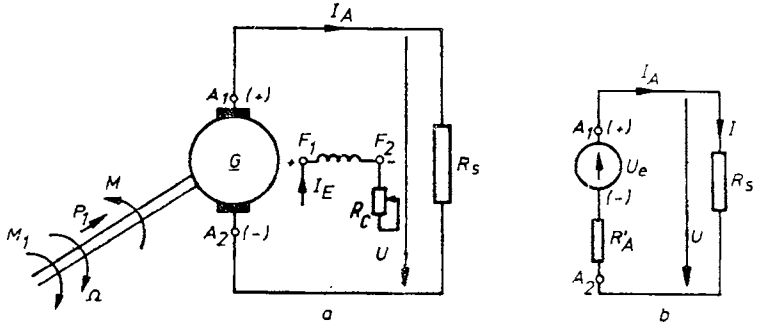


Fig. 2.8. Mașina de curent continuu în regim de generator :
a — reprezentare simbolică; *b* — schema electrică echivalentă.

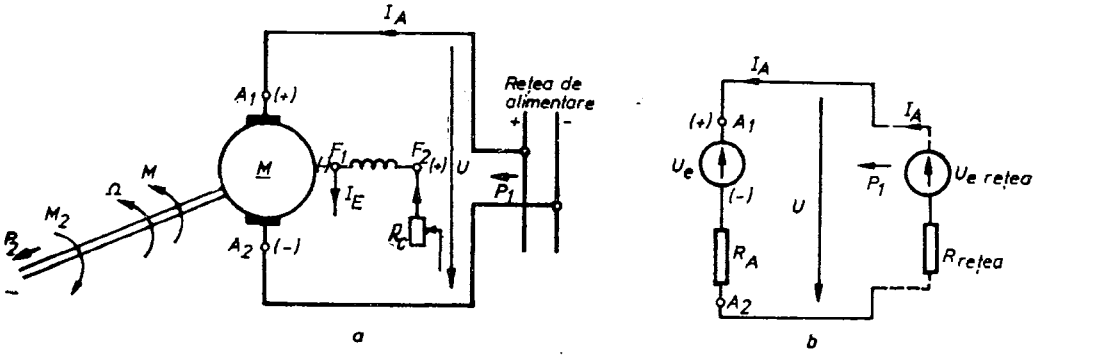


Fig. 2.9. Mașina de curent continuu în regim de motor :
a — reprezentare simbolică; *b* — schema electrică echivalentă.

nele respective și cuplul M dezvoltat de mașină este un cuplu rezistent (pasiv).

În *regim de motor*, mașina se alimentează cu tensiune pe partea rotorică, primind pe la borne puterea electrică UI_A. În această situație, circuitul electric al indusului fiind un circuit receptor, curentul I_A este de sens opus celui al tensiunilor induse în bobine, deci — considerînd același sens de rotație al rotorului — de sens invers celui din regim de generator. Drept urmare, la același sens al liniilor de cîmp de excitație, cuplul M dezvoltat de mașină este de sens contrar celui din regim de generator, avînd un caracter activ. Acest cuplu este deci capabil să rotească rotorul (și mașina de lucru cuplată mecanic cu rotorul), transformînd energia electrică primită în energie mecanică.

Reprezentarea schematică a mașinii de curent continuu în regim de motor și schema echivalentă a ei în acest regim sînt redate în figura 2.9. Rețeaua de alimentare s-a înlocuit în această schemă cu un generator echivalent de tensiune.

În ceea ce privește *regimul de frînă electrică*, acesta este acel regim de funcționare în care mașina primește energie mecanică prin intermediul arborelui și energie electrică pe la bornele indusului, ambele forme de energie transformîndu-se în căldură în rezistența de frînare R_f (fig. 2.10, *a*). În cazul în care această rezistență ar lipsi, suma puterilor

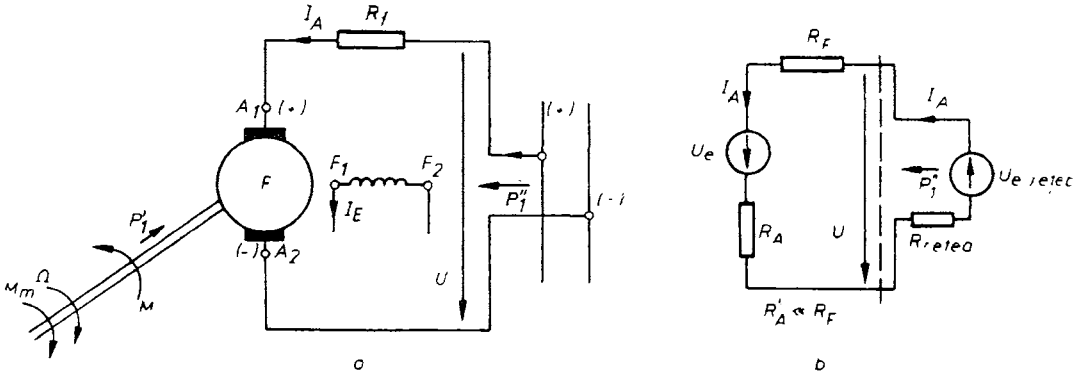


Fig. 2.10. Mașina de curent continuu în regimul de frînă propriu-zisă :
a — reprezentare simbolică; *b* — schema electrică echivalentă.

mecanică şi electrică primite s-ar disipa pe rezistenţa indusului R_A, de valoare foarte mică, iar curentul I_A ar depăşi cu mult curentul nominal al maşinii.

2.4. REACŢIA DE INDUS

În situaţia în care indusul maşinii este parcurs de curent, datorită prezenţei solenaţiei indusului θ_A cîmpul magnetic al maşinii este determinat de solenaţia rezultantă, diferind de cîmpul magnetic de excitaţie creat de solenaţia θ_E.

Totalitatea modificărilor care intervin în ceea ce priveşte cîmpul magnetic datorită prezenţei solenaţiei indusului a primit denumirea de *fenomen de reacţie a indusului.*

În poziţia normală a periilor, în axa neutră, cîmpul magnetic de reacţie determinat de curentul continuu I_a ce trece prin căile de înfăşurare are configuraţia reprezentată simplificat în figura 2.11. Închizîndu-se după direcţia axei transversale (neutre), **respectiv străbătînd** polii principali ai maşinii transversal, acest cîmp reprezintă ceea ce numim un *cîmp de reacţie transversal.*

Dacă maşina este nesaturată, cîmpul magnetic rezultant B_δ rezultă prin suprapunerea peste cîmpul magnetic de excitaţie $B_{\delta E}$ a cîmpului de reacţie transversal $B_{\delta A}$ (fig. 2.12). După cum se observă, efectele cîmpului de reacţie se manifestă prin :

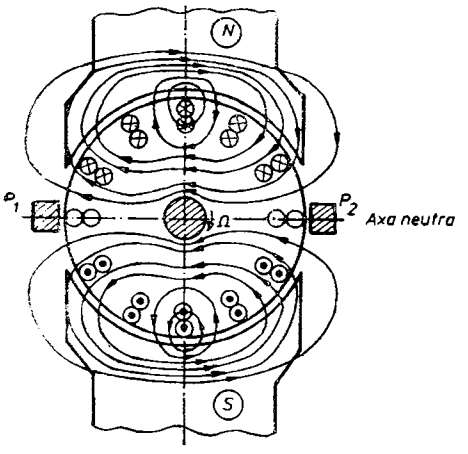


Fig. 2.11. Spectrul cîmpului magnetic de reacţie transversală a indusului.

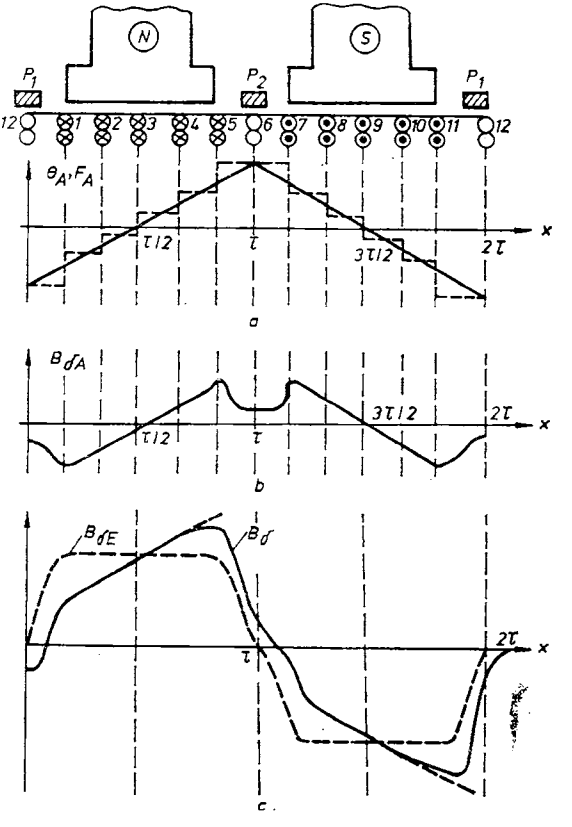


Fig. 2.12. Cîmpul magnetic de reacţie transversală a indusului :

a — variaţia solenaţiei de reacţie a indusului θ_A ; *b* — variaţia inducţiei magnetice B_A, în întrefier determinată de solenaţia de reacţie a indusului ; *c* — variaţia inducţiei magnetice rezultante în întrefier, B, rezultată din compunerea inducţiei magnetice a cîmpului magnetic de excitaţie $B_{\delta E}$ şi a inducţiei magnetice $B_{\delta A}$ de reacţie a indusului.

a) deplasarea axei neutre magnetice din axa transversală (geometrică) a mașinii ;

b) deformarea curbei de repartiție spațială a cîmpului magnetic pe periferia mașinii.

Deoarece acțiunea de magnetizare pe cîte o jumătate de pol este identică cu aceea de demagnetizare pe celelalte jumătăți de pol, valoarea fluxului, corespunzînd diferiților pași polari, rămîne neschimbată, ceea ce înseamnă că valoarea tensiunii U_e indusă în înfășurarea rotorului nu suferă modificări, rămînînd egală cu tensiunea U_{eE} indusă de fluxul de excitație.

În cazul în care mașina este caracterizată printr-un grad de saturație, astfel că $k_s > 1$, reacția de indus se manifestă și printr-o micșorare a fluxului (creșterea cîmpului în jumătățile de poli magnetizate este mai redusă decît micșorarea cîmpului în jumătățile de poli demagnetizate). La saturațiile modeste care intervin în practică această micșorare a fluxului este însă foarte redusă, de cele mai multe ori neglijabilă.

La decalarea periilor din axa neutră, cîmpul de reacție, a cărui axă se deplasează odată cu aceea a periilor, se poate descompune (fig. 2.13) într-o componentă transversală și într-una longitudinală. În funcție de sensul curentului I_a în căile de înfășurare, cîmpul de reacție longitudinal poate avea un caracter demagnetizant (dacă sensul liniilor acestui cîmp este opus celui al liniilor cîmpului de excitație) sau un caracter magnetizant. Ca urmare, în acest caz, valoarea cîmpului magnetic al mașinii se micșorează respectiv se mărește, cu atît mai mult cu cît unghiul de decalare a periilor din axa neutră, respectiv curentul I_a, sînt mai mari.

Analitic, solenațiile de reacție transversală și longitudinală corespunzătoare unei perechi de poli se pot exprima, după cum se poate deduce simplu, sub forma

$$\theta_{aq} = A\,(\tau - 2\alpha), \tag{2.3}$$

$$\theta_{ad} = A \cdot 2\alpha, \tag{2.4}$$

unde A reprezintă solenația specifică (v. rel. (1.52)).

Reacția de indus la mașinile de curent continuu este un fenomen nefavorabil, deformarea curbei cîmpului pe periferia mașinii determinînd valori momentane ale tensiunilor induse în diferite laturi de bobine diferite (v. rel. (1.16)). Ca urmare, între lamele consecutive ale comutatorului rezultă diferențe de potențial care, dacă sînt mari, pot provoca apariția unor scîntei care determină o uzură prematură a lamelelor, respectiv a comutatorului.

Pentru a diminua efectele negative ale cîmpului de reacție, mașinile de putere mare și medie sînt prevăzute în stator cu o *înfășurare de compensație* (fig. 2.14), plasată în crestături practicate în tălpile polilor principali, prin care să se realizeze un cîmp magnetic opus celui de reacție și de aceeași valoare. În acest scop, înfășurarea de compensație, dimensionată potrivit, se leagă în serie cu circuitul rotoric în așa fel încît la trecerea curentului de sarcină prin această înfășurare să rezulte un cîmp magnetic avînd sensul liniilor de cîmp necesar.

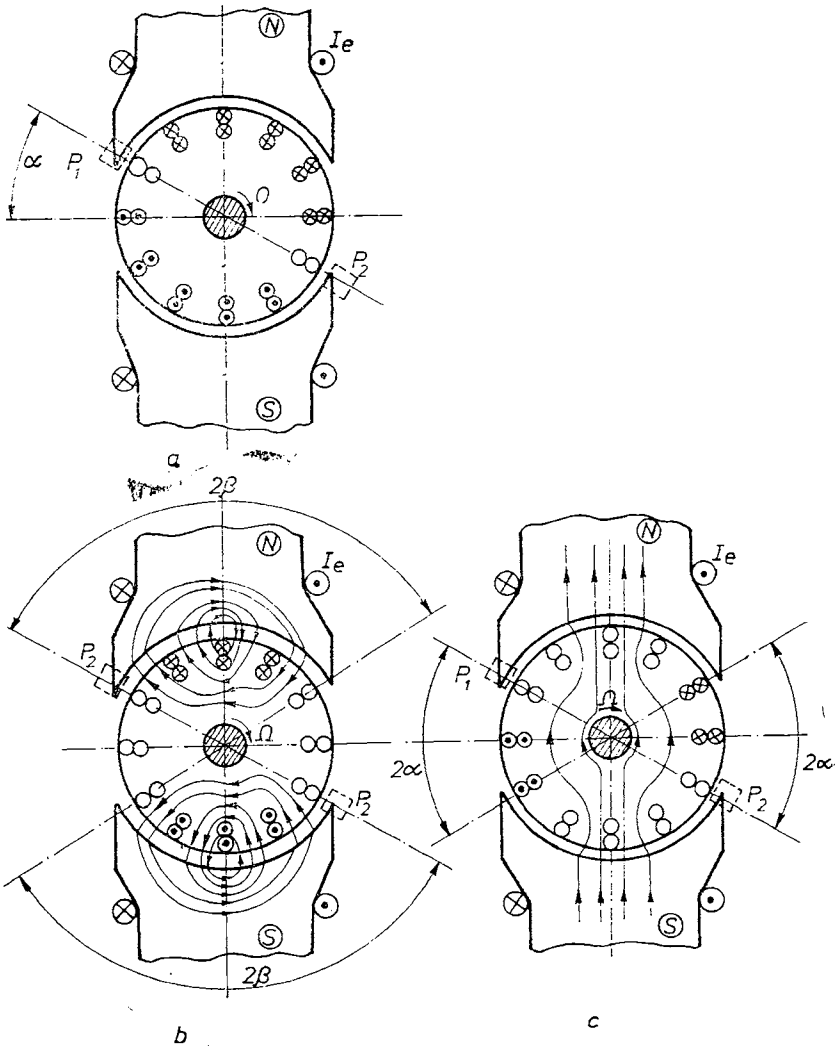


Fig. 2.13. Reacția magnetică a indusului la decalarea periilor din axa neutră :
a — decalarea periilor din axa neutră; *b* — spectrul cîmpului magnetic de reacție transversală; c — spectrul cîmpului magnetic de reacție longitudinală.

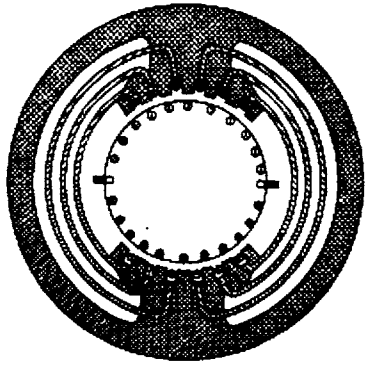


Fig. 2.14. Înfășurarea de compensație ; modul de realizare.

Mașinile de putere mai redusă sau mică nu sînt prevăzute cu înfășurare de compensație, avînd în vedere dificultățile de realizare care intervin la dimensiunile pe care le are mașina.

2.5. COMUTAȚIA

În timpul funcționării mașinii, ca urmare a rotirii indusului, bobinele înfășurării rotorului trec succesiv dintr-o cale de înfășurare în alta. Drept consecință, curentul din bobinele respective se modifică de la valoarea și sensul avut în prima cale de înfășurare la valoarea și sensul ce caracterizează noua cale de înfășurare, adică de la $+I_a$ la $-I_a$. Această variație de curent este însoțită și de alte fenomene, secundare, cum ar fi : apariția în bobina care comută a unei t.e.m. de selfinducție, fenomene de scînteiere la comutator etc.

Totalitatea fenomenelor care au loc în bobine la trecerea dintr-o cale de înfășurare în alta a primit denumirea de *comutație*.

Pentru studiul comutației vom considera cazul cel mai simplu, cînd lățimea periei este egală cu lățimea lamelei de comutator b_k. În aceste condiții, comutația are loc în intervalul de timp $T_k = b_k/v_k$ (v_k reprezentînd viteza periferică a comutatorului), numit *perioada de comutație*. Notînd cu R_b, R_1, R_{p3} și R_{p4} rezistențele bobinei care comută, a legăturilor de la bobină la lamele și rezistențele de contact între perie și lamelele *3* și *4*, pe care calcă peria în timpul comutației (v. fig. 2.15), integrala de linie a intensității de cîmp electric, pentru conturul circuitului considerat, conduce la relația

$$\Sigma u_{ek} = R_b i + (R_1 + R_{p4})\, i_4 - (R_1 + R_{p3})\, i_3. \tag{2.5}$$

Observînd că

$$i_3 = I_a + i, \quad i_3 = I_a - i \tag{2.6}$$

rezultă că

$$\Sigma u_{ek} = (R + R_{p3} + R_{p4})\, i + (R_{p4} - R_{p3})\, I_a, \tag{2.7}$$

în care s-a notat $R = R_b + 2R_1$.

Presupunînd că cu ajutorul unui cîmp magnetic exterior se induce în bobina care comută o tensiune $-\Sigma u_{ek}$ și că $R = 0$, soluția ecuației (2.7) este

$$i = \frac{R_{p3} - R_{p4}}{R_{p3} + R_{p4}} \cdot I_a. \tag{2.8}$$

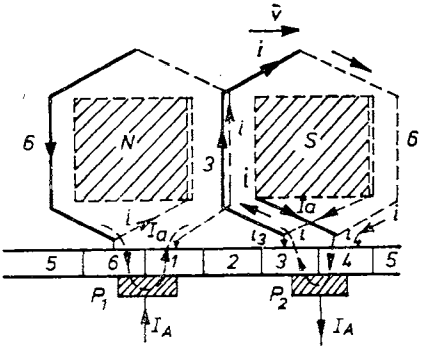


Fig. 2.15. Explicativă la determinarea variației în timp a curentului într-o bobină care se află în comutație.

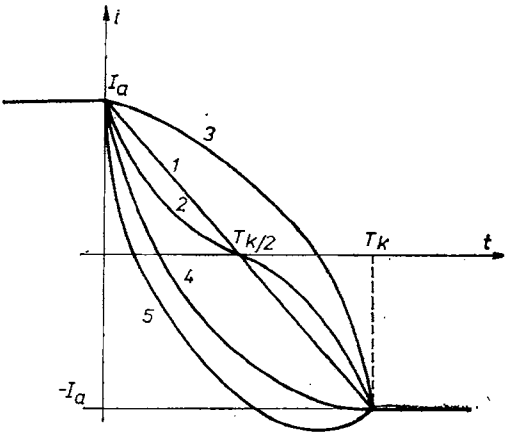


Fig. 2.16. Variația curentului într-o bobină în comutație :
1 — comutație liniară; *2* — comutație neliniară; *3* — comutație întîrziată; *4, 5* — comutație accelerată.

Considerînd că rezistențele de contact perie-lamelă variază invers proporțional cu suprafețele de contact S_{p3}, S_{p4}, adică

$$R_{p4}=\frac{k}{S_{p4}}=\frac{k}{l_k v_k (T_k-t)}, \quad R_{p3}=\frac{k}{S_{p4}}=\frac{k}{v_k l}, \tag{2.9}$$

(l_k este lungimea lamelei, t — momentul considerat) rezultă

$$i=\left(1-\frac{2t}{T_k}\right) I_a. \tag{2.10}$$

Se observă că în acest caz, ideal, curentul prin bobina care comută are, în timpul perioadei de comutație, o variație liniară în timp (fig. 2.16 — curba *1*).

În realitate, totdeauna, $R \neq 0$. Ca urmare, chiar și în lipsa t.e.m. Σu_{ek} variația curentului diferă de comutația liniară, avînd forma curbei *2* din figura 2.16, corespunzătoare relației

$$i=\frac{R_{p3}-R_{p4}}{R+R_{p3}+R_{p4}} \cdot I_a. \tag{2.11}$$

Curba *2* caracterizează așa-numita *comutație rezistivă* sau *neliniară*. Și această comutație, ca și cea liniară, are însă un caracter teoretic, întrucît mijloacele care stau la dispoziție pentru compensarea tensiunii Σu_{ek} nu asigură anularea riguroasă, în fiecare moment, a valorii momentane a acestei tensiuni.

Tensiunea electromotoare Σu_{ek} din bobina care comută are două componente : tensiunea de selfinducție

$$u_{es}=L_b \frac{di}{dt} \tag{2.12}$$

și tensiunea indusă de cîmpul de reacție u_{er}, de forma (1.16), în care $B_{\delta x}$ corespunde valorii inducției cîmpului de reacție transversal în axa transversală. Aceste t.e.m. fac ca comutația să fie *întîrziată* (curba *3* în figura 2.16).

Comutația întîrziată, care reprezintă comutația reală dacă Σu_{ek} nu este compensată, este nefavorabilă prin faptul că, datorită energiei electromagnetice acumulate în bobină la sfîrșitul perioadei de comutație, la muchia de ieșire a lamelei de sub perie apar niște arce electrice (scîntei) care duc la o uzură intensificată a lamelelor.

Acesta este motivul pentru care se tinde, în primul rînd, spre micșorarea tensiunilor u_{es} și u_{er}, în al doilea rînd la anularea, pe cît posibil practic în totalitate, a tensiunii Σu_{ek}.

În scopul micșorării, în acest context, a tensiunilor u_{es} și u_{er}, înfășurările rotorice ale mașinilor de curent continuu se execută obișnuit cu număr de spire pe bobină s_b relativ mic (uneori chiar $s_b = 1$), prin aceasta inductivitatea bobinei L_b rezultînd mică. Cum aceasta înseamnă că numărul de spire total al înfășurării se reduce, rezultă că în rotorul mașinii de curent continuu nu se pot obține tensiuni induse prea mari; acesta este, de fapt, motivul pentru care mașinile de curent continuu se caracterizează prin tensiuni mai mici decît, de exemplu, mașina sincronă.

De asemenea, pentru a reduce valoarea medie a tensiunii de selfinducție $U_{es_{med}} = L_b \frac{2 I_a}{T_k}$, valoarea curentului I_a și a vitezei de rotație nu pot avea valori prea mari.

Se desprinde deci concluzia că cerințele ridicate de diminuarea efectelor comutației limitează puterea $P = UI_A = 2\,aUI_A$ a mașinii de curent continuu, respectiv turația ei.

Pentru a evita efectele negative ale comutației, cu excepția mașinilor mici, mașinile de curent continuu sînt totdeauna prevăzute cu poli de comutație (fig. 2.17), plasați în axa transversală, cu ajutorul cărora se realizează în zona respectivă un cîmp magnetic opus celui de reacție. Înfășurarea acestor poli se dimensionează astfel ca să creeze un cîmp de o asemenea valoare încît să inducă în bobina care comută o tensiune medie practic egală cu $|U_{es_{med}} + U_{er_{med}}|$, de sens contrar. Pentru ca compensarea acestor tensiuni să aibă loc la orice valoare a curentului de sarcină, înfășurarea de comutație se leagă, ca și înfășurarea de compensație, în serie cu circuitul rotoric.

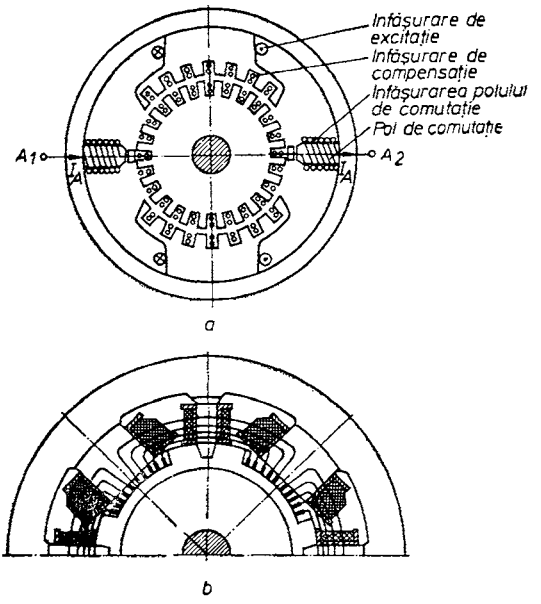


Fig. 2.17. Înfășurările polilor de comutație : *a* — secțiune printr-o mașină prevăzută cu poli de comutație și înfășurare de compensație; *b* — modul de realizare a înfășurării de compensație.

Uneori, înfășurarea de comutație se dimensionează astfel încît să creeze în zona axei transversale un cîmp de valoare mai ridicată, care să inducă o tensiune, de sens opus, mai mare decît $U_{es_{med}} + U_{er_{med}}|$. În acest fel, comutației i se imprimă un caracter de grăbire a fenomenului

(curbele *4*, *5* în figura 2.16). *Comutația accelerată* se dovedește în multe cazuri favorabilă.

Fenomenul de comutație poate fi influențat negativ și de cauze de ordin mecanic (excentricitatea rotorului, vibrații ale acestuia, impreciziuni de montaj etc.) sau de calitatea inferioară a periilor. Asigurarea unei comutații corespunzătoare pune prin urmare probleme și de eliminare a acestor neajunsuri.

2.6. FUNCȚIONAREA ÎN REGIM DE GENERATOR

În funcție de modul de alimentare a circuitului de excitație, generatoarele de curent continuu pot fi :

a. **Generatoare de curent continuu cu excitație independentă (separată).** La acest tip de generator, circuitul de excitație este alimentat de la o sursă independentă de curent continuu ;

b. **Generatoare de curent continuu cu autoexcitație.** Sursa de alimentare pentru circuitul de excitație este indusul generatorului.

În funcție de modul de conectare a circuitului de excitație, generatoarele cu autoexcitație pot fi : cu autoexcitație derivație, serie sau mixtă, după cum circuitul de excitație este conectat în derivație, în serie cu indusul sau combinația acestora două.

2.6.1. GENERATORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE INDEPENDENTĂ (SEPARATĂ)

2.6.1.1. **Ecuațiile de funcționare în regim staționar**

Generatorul de curent continuu cu excitație independentă prevăzut cu poli și înfășurare de comutație (înfășurarea B_1—B_2) și cu înfășurare de compensație (înfășurarea C_1—C_2) poate fi reprezentat ca în figura 2.18, *a*. Întrucît axele magnetice ale înfășurărilor B_1—B_2 și C_1—C_2 coincid cu axa transversală a mașinii (axa periilor), așa cum s-a arătat anterior, aceste înfășurări se reprezintă după axa periilor. Înfășurarea de excitație (înfășurarea F_1—F_2) are axa perpendiculară pe axa transversală. Schema electrică echivalentă a mașinii este redată în figura 2.18, *b*. Notațiile folosite au următoarele semnificații : R_A — rezistența înfășurării indusului ; R_K — rezistența înfășurării de comutație ; R_C — rezistența înfășurării de compensație ; R_{pe} — rezistența de contact între perii și comutator ; R_s — rezistența de sarcină ; R_E — rezistența înfășurării de excitație ; R_c — rezistența reostatului de cîmp ; U_E — tensiunea aplicată la bornele circuitului de excitație. În schemă nu intervin inductivitățile înfășurărilor întrucît, în regim staționar, curenții din înfășurări sînt invariabili în timp.

Ecuațiile de tensiuni, care evidențiază legăturile între tensiuni și curenți, se obțin aplicînd legea circuitului electric de-a lungul contururilor celor două circuite, de excitație și al indusului :

$$U_E = (R_E + R_c)\, I_E, \tag{2.13}$$

$$U = U_e - (R_A + R_k + R_C)\, I_A - \Delta U_{pe} = U_e - R I_A - \Delta U_{pe}, \tag{2.14}$$

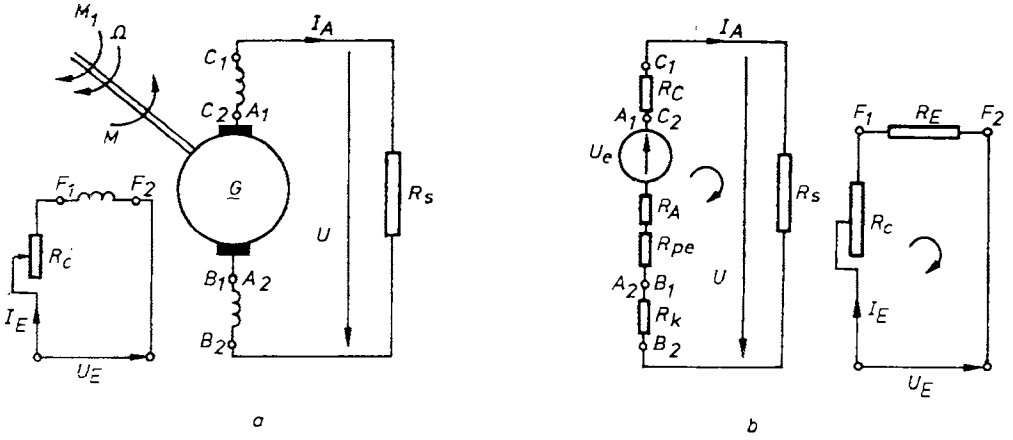


Fig. 2 18. Generatorul de curent continuu cu excitație independentă, prevăzut cu poli de comutație și înfășurare de compensare :

a — reprezentare simbolică; *b* — schemele electrice echivalente ale circuitului indusului și circuitului de excitație, în regim staționar.

unde $R=R_A+R_k+R_c$ este rezistența totală a circuitului indusului ;

ΔU_{pe} — căderea de tensiune la perii, iar

$$U_e=\frac{p}{a}\frac{N}{\pi}\Omega\Phi=k\Omega\Phi. \tag{2.15}$$

Fluxul Φ reprezintă fluxul magnetic rezultant din mașină ; la generatoarele care sînt prevăzute cu înfășurarea de compensație, valoarea acestui flux magnetic este egală cu aceea a fluxului magnetic de excitație, adică $\Phi=\Phi_E$ și depinde de curentul de excitație potrivit caracteristicii de funcționare în gol sau de magnetizare a mașinii :

$$\Phi_E=f(I_E). \tag{2.16}$$

Întrucît gradul de saturație normală este moderat, relația (2.16) poate fi considerată practic valabilă și pentru generatoarele fără înfășurare de compensație, scăderea fluxului magnetic datorită cîmpului magnetic de reacție transversală fiind de ordinul a cîtorva procente din Φ_E.

Ecuațiile (2.13), (2.14), (2.15), (2.16) caracterizează numai comportarea electromagnetică a generatorului. Pentru a defini comportarea mașinii și sub aspect mecanic, la ecuațiile de mai sus se mai adaugă ecuația de echilibru a cuplurilor :

$$M_1-M-M_{pm}-M_{Fe}=M_1-(M+M_0)=0, \tag{2.17}$$

unde M_1 este cuplul motorului primar de antrenare ; M — cuplul electromagnetic dezvoltat de generator ; M_{pm} — cuplul de frecări în lagăre, datorită ventilației etc., denumit *cuplul de pierderi mecanice ;* M_{Fe} — cuplul rezistent datorit pierderilor magnetice în miezul feromagnetic al rotorului. Suma cuplurilor $M_{pm}+M_{Fe}=M_0$ a primit denumirea de *cuplul rezistent la funcționarea în gol,* deoarece este cuplul rezistent care apare la funcționarea în gol, atunci cînd cuplul electromagnetic este zero.

Ansamblul ecuațiilor (2.13)... (2.17) și expresia cuplului electromagnetic M, constituie *ecuațiile de funcționare* ale generatorului de curent continuu cu excitație separată, în regim staționar.

2.6.1.2. Funcționarea în gol a generatorului de curent continuu cu excitație independentă

Conform definiției date (cap. 1), prin funcționare în gol a generatorului de curent continuu, se înțelege acel regim în care sarcina la bornele generatorului este nulă, adică $R_s=\infty$, iar curentul debitat $I=0$.

Deoarece la generatorul cu excitație independentă $I=I_A$, rezultă că, la funcționarea în gol, cuplul electromagnetic este nul. Ecuațiile generatorului în acest regim, devin :

$$U_E=(R_E+R_c)\,I_E, \tag{2.18 a}$$

$$U_0=U_{e0}=U_{eE}, \tag{2.18 b}$$

$$U_{e0}=k\Omega\Phi_E, \tag{2.18 c}$$

$$\Phi_E=f\,(I_E), \tag{2.18 d}$$

$$M_{10}=M_{pm}+M_{\mathrm{Fe}}=M_0. \tag{2.18 e}$$

Dependența tensiunii la borne U_0 de curentul de excitație I_E, la o **turație constantă** dată, adică $U_0=f(I_E)$ la $I_A=0$, $\Omega=$const. este denumită ***caracteristică de funcționare în gol.*** Forma acestei caracteristici ($U_0=U_{e0}$), la o altă scară, reprezintă caracteristica de magnetizare. Caracteristica de funcționare în gol este reprezentată în figura 2.19. Caracteristica are două ramuri, datorită fenomenului de histerezis magnetic. Caracteristica în gol se consideră ca fiind reprezentată de curba medie a celor două ramuri ale ciclului respectiv.

2.6.1.3. Funcționarea în sarcină a generatorului de curent continuu cu excitație independentă

Funcționarea în sarcină este caracterizată de sistemul de ecuații (2.13—2.16). Principalele caracteristici de funcționare în sarcină sînt : caracteristica exterioară și caracteristica de reglare.

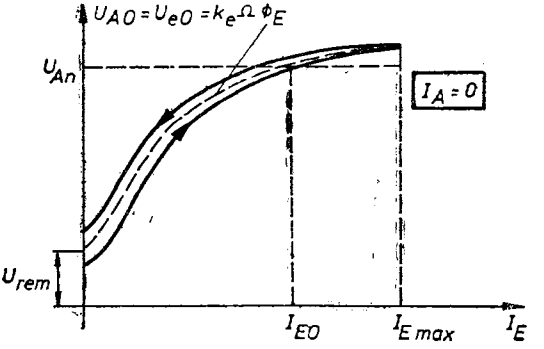


Fig. 2.19. Caracteristica de funcționare în gol a generatorului de curent continuu cu excitație independentă.

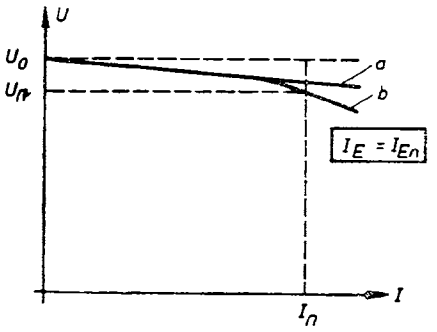


Fig. 2.20. Caracteristica exterioară a generatorului de curent continuu cu excitație independentă :

a — generator cu înfășurare de compensare; *b* — generator fără înfășurare de compensare.

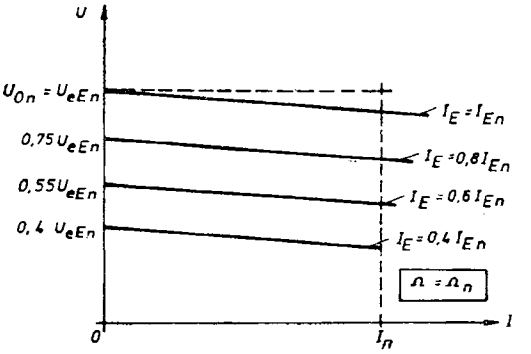


Fig. 2.21. Caracteristicile exterioare ale generatorului de curent continuu cu excitație independentă .

Caracteristica exterioară reprezintă dependența tensiunii la bornele indusului U de curentul de sarcină I, atunci cînd curentul de excitație I_E al generatorului se menține constant și nominal și turația Ω se menține constantă și nominală. La funcționarea generatorului cu I_E și Φ constante, tensiunea electromotoare indusă de fluxul de excitație Φ_E rămîne constantă. Atunci cînd generatorul este prevăzut cu înfășurarea de compensație, cîmpul magnetic de reacție transversală este compensat și tensiunea electromotoare indusă în sarcină U_e este egală cu U_{eE}. În cazul în care generatorul nu este echipat cu înfășurare de compensație, tensiunea electromotoare U_e indusă în sarcină scade puțin față de U_{eE}. Alura caracteristicii externe este prezentată în figura 2.20 pentru cele două cazuri menționate. În cazul în care curentul de excitație diferă de cel nominal, luînd diferite valori, se obține o familie de caracteristici externe cu aceeași înclinare, așa cum se arată în figura 2.21.

Caracteristica de reglare reprezintă dependența curentului de excitație I_E de curentul de sarcină I, atunci cînd tensiunea la borne se menține constantă și nominală ($U = U_n$) și turația constantă și nominală.

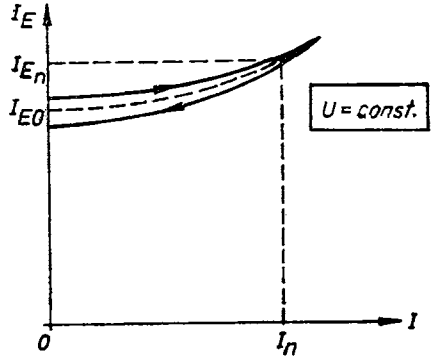


Fig. 2.22. Caracteristica de reglare la generatorul de curent continuu cu excitație independentă.

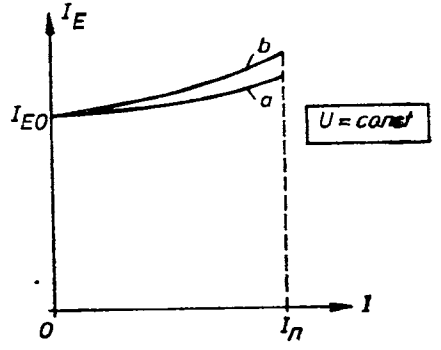


Fig. 2.23. Caracteristica de reglare la generatorul de curent continuu cu excitație independentă :

a — generator compensat; *b* — generator necompensat.

Caracteristica externă ne arată că, dacă $I_E = I_{En} = \text{const.}$ și $\Omega = \Omega_n$, la creșterea sarcinii, tensiunea la bornele indusului scade. Pentru a o menține constantă, trebuie crescut curentul de excitație pentru a compensa căderile de tensiune (fig. 2.22). Caracteristica de reglare este afectată de fenomenul de histerezis, dar așa cum s-a arătat anterior, influența este mică. Cele două ramuri sînt foarte apropiate și se lucrează cu linia medie a celor două ramuri. În figura 2.23 sînt reprezentate caracteristicile de reglare pentru cele două situații : generator compensat și generator necompensat.

2.6.1.4. Bilanțul de puteri ale generatorului de curent continuu cu excitație separată

Bilanțul de puteri se obține amplificînd relația (2.13) cu I_E, relațiile (2.14), (2.15) cu I_A și relația 2.17 cu Ω. În final se obține :

$$M_1\Omega = UI_A + RI_A^2 + \Delta U_{pe} I_A + M_{pm}\Omega + M_{Fe}\Omega, \qquad (2.19$$

unde $P_1 = M_1\Omega$ reprezintă puterea mecanică primită de la arborele rotoric ; $P_2 = UI_A$ — puterea electrică debitată de generator pe la borne ; $p_b = RI_A^2$ — pierderile electrice în înfășurările din circuitul indusului ; $p_{pe} = \Delta U_{pe} I_A$ — pierderile electrice la perii ; $p_{mv} = M_{pm}\ \Omega$ — pierderile mecanice prin frecări și ventilație ; $p_{Fe} = M_{Fe}\ \Omega$ — pierderile magnetice în miezul rotorului. Bilanțul de puteri este reprezentat sugestiv în figura 2.24.

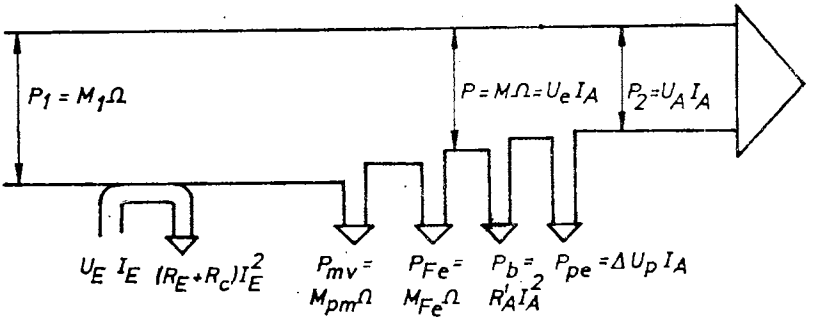


Fig. 2.24. Bilanțul puterilor la generatorul de curent continuu cu excitație independentă.

2.6.2. GENERATORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE ÎN DERIVAȚIE

În figura 2.25, *a* este reprezentată schema de principiu a generatorului de curent continuu cu excitație în derivație prevăzut cu poli de comutație, B_1—B_2, precum și cu înfășurarea de compensare C_1—C_2. Circuitul de excitație este conectat în paralel cu indusul (bornele E_1—E_2). Însuși generatorul este sursă de alimentare pentru circuitul său de excitație, numindu-se, din acest motiv, generator autoexcitat. În figura 2.25, *b* este

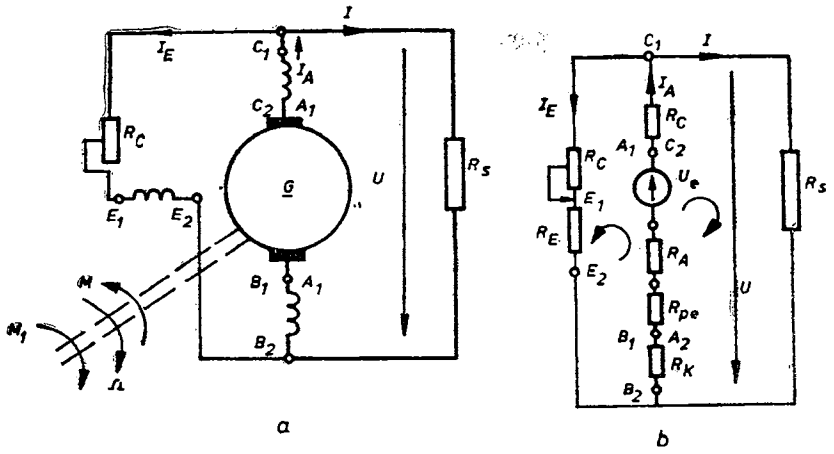


Fig. 2.25. Generatorul de curent continuu cu excitație în derivație echipat cu poli auxiliari cu înfășurare de compensare.

arătată schema electrică echivalentă a generatorului cu excitație în derivație, în regim staționar, regim în care inductivitățile înfășurărilor nu intervin.

2.6.2.1. Ecuațiile de funcționare în regim staționar

Ecuațiile de funcționare de tensiuni și curenți se pot scrie pe baza schemei electrice echivalente din figura 2.25, *b*. Se obține :

$$U=U_e-\Delta U_{pe}-(R_A+R_k+R_C)\,I_A=U_e-\Delta U_{pe}-R\cdot I_A=R_sI, \tag{2.20}$$

$$U_E=U=(R_E+R_e)\,I_E, \tag{2.21}$$

$$I_A=I+I_E, \tag{2.22}$$

unde I reprezintă curentul de sarcină.

În ceea ce privește fluxul magnetic, rămîn valabile și aici considerațiile făcute la generatorul cu excitație separată. Expresiile tensiunii electromotoare induse U_e și cuplului electromagnetic dezvoltat sînt valabile și aici.

Funcționarea mașinii sub aspect mecanic este definită de ecuația cuplurilor :

$$M_1-M_{pm}-M_{\mathrm{Fe}}-M=M_1-M_{pm}-M_{\mathrm{Fe}}-M_E-M_2=M_1-(M_0+M_2)=0, \tag{2.23}$$

$$M_0=M_{pm}+M_{\mathrm{Fe}}+M_E=M_{10},\ (M_2=0) \tag{2.24}$$

unde cu M_E s-a notat cuplul rezistent care apare datorită pierderilor în circuitul de excitație, cu M_0 — cuplul rezistent la funcționare în gol a generatorului, iar cu M_2 cuplul corespunzător puterii P_2 debitate consumatorului R_e.

2.6.2.2. Fenomenul de autoexcitare în gol la generatorul de curent continuu cu excitaţie în derivaţie

Fiind un generator autoexcitat, la punerea sa în funcţiune, în gol, apariţia tensiunii la borne are loc în urma unui proces tranzitoriu, denumit *fenomen de autoexcitare în gol*. Fiind un proces tranzitoriu, autoexcitarea în gol se poate studia cu ajutorul schemei electrice echivalente din figura 2.26, *a*, în care intervin şi inductivităţile înfăşurărilor. Schema electrică echivalentă din figura 2.26, *a* se simplifică, devenind schema din figura 2.26, *b*. S-a ţinut seama că rezistenţele R_A, R_k, R_C sînt neglijabile faţă de R_c şi R_E, iar inductivităţile L_A, L_C, L_k sînt neglijabile în raport cu inductivitatea înfăşurării de excitaţie L_E. Punctul de funcţionare în regim staţionar, în gol, se află la intersecţia caracteristicii de funcţionare în gol $U_0 = f(I_E)$ cu caracteristica de regim staţionar a circuitului de excitaţie $U_E = (R_E + R_c)\, I_E$, aşa cum indică ecuaţia (2.21) şi grafic figura 2.27. Acest punct poate exista numai dacă înclinarea caracteristicii circuitului de excitaţie este mai mică decît înclinarea porţiunii liniare a caracteristicii de funcţionare în gol ($\alpha < \alpha_{cr}$).

Pe baza schemei echivalente din figura 2.27, *b*, se poate scrie ecuaţia procesului tranzitoriu de autoexcitare în gol :

$$u_0 \simeq u_{eE} = k\Omega_n \Phi_E(i_E) = (R_c + R_E)\, i_E + L_E \frac{\mathrm{d}i_E}{\mathrm{d}t}.$$

Durata procesului de autoexcitare în gol este caracterizată de constanta de timp T_E a circuitului, care este :

$$T_E = \frac{L_E}{R_c + R_E}. \tag{2.26}$$

Inductivitatea L_E a înfăşurării de excitaţie are valori mari, astfel încît, în funcţie şi de puterea generatorului, T_E ia valori de la sute de milise-

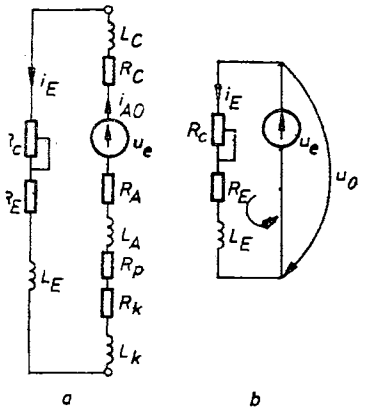


Fig. 2.26. Schema echivalentă a generatorului de curent continuu cu autoexcitaţie derivaţie în procesul de autoexcitare în gol.

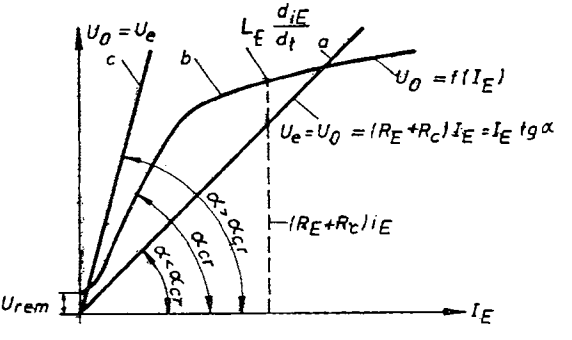


Fig. 2.27. Explicativă la fenomenul de autoexcitare în gol.

cunde pînă la cîteva secunde. Condiţiile necesare pentru ca procesul de autoexcitare să poată avea loc, sînt :

a. *Polii de excitaţie să prezinte un magnetism remanent suficient de mare.* Fluxul magnetic remanent Φ_{rem} induce o tensiune electromotoare remanentă U_{rem}, care iniţiază procesul de autoexcitare în gol.

b. *Circuitul de excitaţie să fie conectat la bornele indusului cu polaritate corectă,* adică sensul fluxului remanent să fie acelaşi cu sensul fluxului magnetic determinat de tensiunea electromotoare remanentă. În caz contrar, tensiunea remanentă tinde să anuleze fluxul remanent. În cazul în care această polaritate nu este corectă, se inversează între ele conexiunile capetelor circuitului de excitaţie la bornele indusului.

c. *Panta caracteristicii staţionare* $U_E = f(I_E)$ *a circuitului de excitaţie să fie mai mică decît panta* $\operatorname{tg} \alpha_{cr}$ *a porţiunii liniare a caracteristicii de funcţionare în gol* $U_0 = f(I_E)$ adică :

$$\operatorname{tg} \alpha < \operatorname{tg} \alpha_{cr} \text{ sau } R_c < (R_c)_{cr}. \tag{2.27}$$

2.6.2.3. Funcţionarea în sarcină a generatorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie

Funcţionarea în sarcină este definită de ecuaţiile (2.20)... (2.23) împreună cu expresiile cuplului electromagnetic M şi a tensiunii electromotoare induse în înfăşurarea rotorului U_e. Ca şi la generatorul cu excitaţie separată, caracteristicile de funcţionare în sarcină sînt : *caracteristica exterioară* şi *caracteristica de reglare.*

Caracteristica exterioară reprezintă dependenţa $U = f(I)$ la $\Omega = \Omega_n$ şi $R_c = R_{cn}$ = const. şi este reprezentată în figura 2.28. Deoarece odată cu creşterea curentului de sarcină I, tensiunea la borne scade, ca urmare a creşterii căderilor de tensiune $R_A I_A$ şi datorită micşorării tensiunii $U = U_E$, curentul de excitaţie scade — aşa cum arată ecuaţia 2.21 — fapt care, determină o scădere mai pronunţată a tensiunii electromotoare U_{eE}. Ca urmare, scăderea tensiunii în sarcină este mai pronunţată decît la generatorul cu excitaţie separată. La atingerea unui curent maxim I_{max}, are loc fenomenul invers autoexcitării, adică *autodezexcitarea* sau *desprinderea generatorului,* adică scăderea tensiunii la borne pînă aproape de zero, la U_{min}; R_{cn} reprezintă rezistenţa reostatului de cîmp pentru care se asigură tensiunea nominală la bornele generatorului, la sarcină nominală ; I_{sc} reprezintă curentul de scurtcircuit al generatorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie, a cărui valoare poate fi mai mică decît cea nominală.

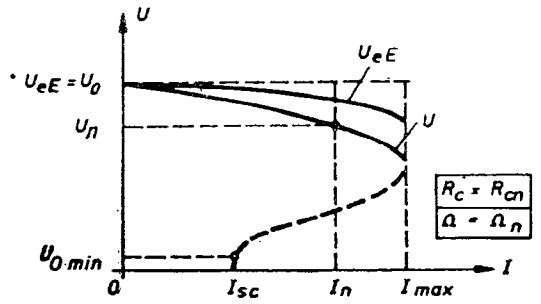


Fig. 2.28. Caracteristica exterioară a generatorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.

Caracteristica de reglare nu diferă cu nimic de cea a generatorului cu excitație separată.

Bilanțul de puteri la generatorul cu excitație în derivație diferă puțin față de cel de la generatorul cu excitație separată și anume, la acest tip de generator puterea absorbită de circuitul de excitație este luată din puterea electromagnetică a mașinii.

2.6.3. GENERATORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE MIXTĂ

Față de generatorul cu excitație în derivație, generatorul cu excitație mixtă posedă în plus o înfășurare de excitație auxiliară, conectată în serie cu înfășurarea indusului. În timp ce înfășurarea de excitație conectată în derivație cu indusul (ale cărei borne se notează cu E_1, E_2), are un număr mare de spire N_d de secțiune mică, înfășurarea de excitație conectată în serie (ale cărei borne se notează cu D_1, D_2) are un număr mic de spire N_s de secțiune mult mai mare, deoarece curentul din indus care o parcurge este de zeci de ori mai mare decît curentul ce parcurge prima înfășurare. Ca și înfășurarea derivație E_1—E_2, înfășurarea serie D_1—D_2 se dispune pe polii de excitație ai mașinii.

În figura 2.29, *a* s-a reprezentat un generator de curent continuu cu excitație mixtă adițională, cu sens de rotație spre dreapta.

La generatorul cu excitație mixtă, înfășurarea de excitație în derivație asigură cea mai mare parte din solenația totală de excitație, fiind înfă-

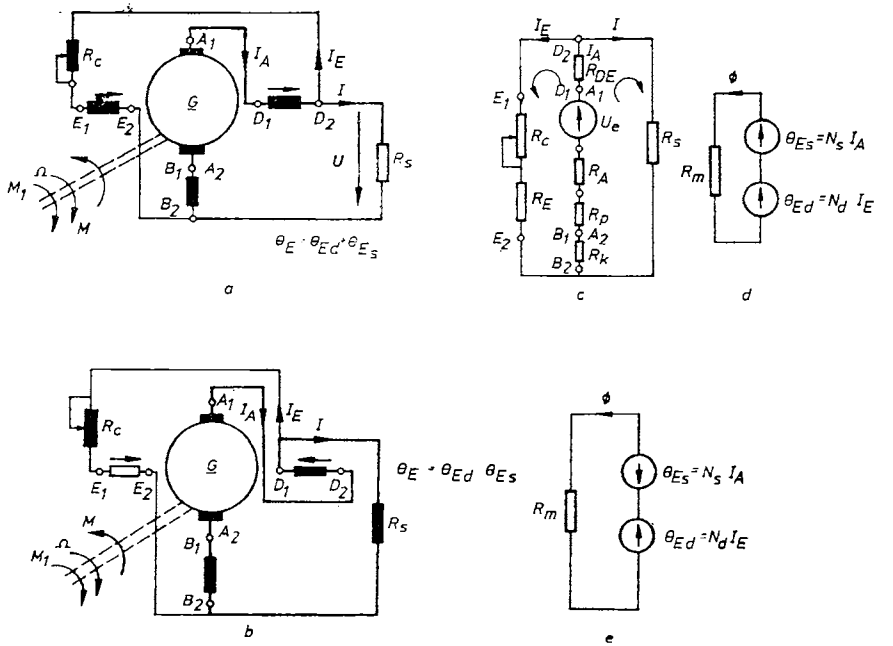


Fig. 2.29. Generatorul de curent continuu cu excitație mixtă :

E_1E_2 — înfășurare de excitație în derivație; D_1D_2 — înfășurare de excitație în serie; B_1B_2 — înfășurarea polilor de comutație; *a* — excitație mixtă adițională; *b* — excitație mixtă diferențială; *c* — schema electrică echivalentă; *d* — schema echivalentă a circuitului magnetic pentru excitație mixtă adițională; *e* — schema echivalentă a circuitului magnetic pentru excitație mixtă diferențială.

şurarea principală de excitaţie ; înfăşurarea serie de excitaţie asigură o mică parte din solenaţia de excitaţie (10—20%), fiind înfăşurare auxiliară. La generatorul cu excitaţie mixtă adiţională solenaţia de excitaţie serie $\theta_{Es} = N_s I_A$ acţionează în acelaşi sens cu solenaţia de excitaţie derivaţie $\theta_{Ed} = N_d I_E$ (fig. 2.29, c), solenaţia de excitaţie rezultantă fiind suma celor două solenaţii :

$$\theta_E = \theta_{Ed} + \theta_{Es} = N_d I_E + N_s I_A. \qquad (2.28)$$

Schema electrică echivalentă a generatorului cu excitaţie mixtă adiţională este redată în figura 2.29, *a* şi diferă neesenţial faţă de cea de la generatorul cu excitaţie în derivaţie.

Sistemul de ecuaţii care definesc funcţionarea generatorului cu autoexcitaţie mixtă este acelaşi ca la generatorul cu excitaţie în derivaţie, la fel şi fenomenul de autoexcitaţie în gol. Ceea ce diferă este relaţia solenaţiilor de excitaţie (2.28). În funcţie de ponderea solenaţiei de excitaţie serie, deosebim : generatoare cu excitaţie mixtă adiţională subcompensat (curba *1* din fig. 2.30), compensat (curba *2* din fig. 2.30), supracompensat (curba *3* din fig. 2.30). De obicei, înfăşurarea auxiliară D_1—D_2 are rolul de a compensa căderile de tensiune în sarcină.

La generatorul cu excitaţie mixtă diferenţială solenaţia de excitaţie serie acţionează diferenţial, micşorînd fluxul de excitaţie, ceea ce duce la sporirea micşorării tensiunii (curba *4* din fig. 2.30).

2.6.4. COMPARAŢIE ÎNTRE GENERATOARELE DE CURENT CONTINUU CU DIFERITE TIPURI DE EXCITAŢIE

Generatorul cu excitaţie separată are căderi de tensiune mai mici în raport cu generatorul cu excitaţie în derivaţie, dar are un curent de scurtcircuit mult mai mare decît acesta din urmă, ceea ce constituie un dezavantaj serios. Generatorul cu excitaţie mixtă adiţională este cel mai avantajos, deoarece prezintă căderi de tensiune în sarcină mici, iar curentul de scurtcircuit este redus. Comparaţia se face pe baza caracteristicilor exterioare din figura 2.31.

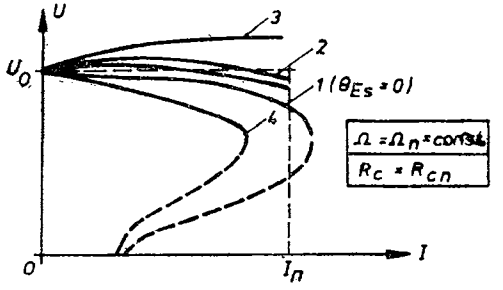


Fig. 2.30. Caracteristicile exterioare ale generatoarelor de curent continuu cu excitaţie mixtă :

1 — generator cu excitaţie în derivaţie; *2* — generator cu excitaţie mixtă adiţională compensat; *3* — generator cu excitaţie mixtă adiţională supracompensat; *4* — generator cu excitaţie mixtă diferenţială.

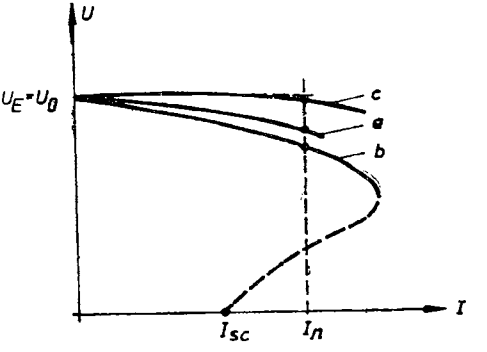


Fig. 2.31. Comparaţie între generatoarele de curent continuu cu diferite tipuri de excitaţie :

a — excitaţie independentă; *b* — excitaţie în derivaţie; *c* — excitaţie mixtă adiţională (compensat).

2.7. FUNCȚIONAREA ÎN REGIM DE MOTOR

După modul de conectare a circuitului de excitație, motoarele de curent continuu se clasifică astfel :

a. *Motorul de curent continuu cu excitație independentă.* La acest tip de motor, circuitul de excitație este alimentat de la altă sursă de curent continuu decît indusul ;

b. *Motorul de curent continuu cu excitație în derivație,* la care circuitul de excitație este alimentat de la aceeași sursă ca și indusul. Circuitul de excitație este independent de circuitul indusului, doar sursa de alimentare este comună. Din acest motiv, comportarea motorului cu excitație în derivație este identică cu cea a motorului cu excitație independentă.

c. *Motorul de curent continuu cu excitație serie,* la care circuitul de excitație este conectat în serie cu circuitul indusului.

d. *Motorul de curent continuu cu excitație mixtă* care are două înfășurări de excitație : una conectată în derivație cu indusul, iar cealaltă înseriată cu indusul.

2.7.1. MOTORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE INDEPENDENTĂ (SAU DERIVAȚIE)

2.7.1.1. Ecuațiile de funcționare în regim staționar

În figura 2.32, *a* s-a reprezentat un motor de curent continuu cu excitație independentă prevăzut cu poli de comutație și înfășurarea de compensație, iar în figura 2.32, *b* schema electrică echivalentă a acestuia. S-au făcut următoarele notații : R_p — rezistența reostatului de pornire, M_2 — cuplul rezistent la arbore, U — tensiunea rețelei de alimentare a indusului. Ca și la generator, inductivitățile înfășurărilor nu intervin în regim staționar, motiv pentru care nu au fost reprezentate.

Ecuațiile de tensiuni se scriu pe baza schemei electrice echivalente din figura 2.32, *b* :

$$U_E = (R_E + R_c)\, I_E, \tag{2.29}$$

$$U = U_e + RI_A + \Delta U_{pe}. \tag{2.30}$$

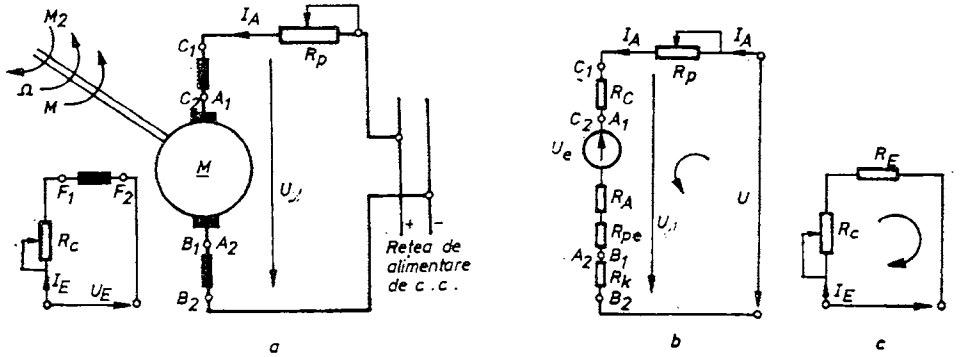


Fig. 2.32. Motorul de curent continuu cu excitație independentă prevăzut cu înfășurare de comutație (B_1B_2) și înfășurare de compensare (C_1C_2) :
a — reprezentare simbolică; *b* — schema electrică echivalentă în regim staționar.

Expresiile tensiunii electromotoare induse și a caracteristicii magnetice sînt la fel ca la generator.

Ecuațiile (2.29), (2.30) precum și expresiile U_e, M, Φ caracterizează comportarea electromagnetică a motorului. Comportarea mecanică este definită de ecuația cuplurilor :

$$M - M_{pm} - M_{Fe} - M_2 = M - (M_0 + M_2) = 0 ;$$

$$M_{pm} + M_{Fe} = M_0, \tag{2.31}$$

unde M_{pm}, M_{Fe}, M_0, M au aceleași semnificații ca la generator.

2.7.1.2. Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitație independentă

Caracteristicile mecanice sînt dependențe între turația Ω și cuplul electromagnetic M în anumite condiții. Ele sînt următoarele : caracteristica mecanică naturală, caracteristicile mecanice artificiale reostatice, caracteristicile mecanice artificiale de tensiune și caracteristicile mecanice artificiale de flux.

a. *Caracteristica mecanică naturală* reprezintă dependența turației Ω funcție de cuplul electromagnetic M, la tensiune de alimentare $U = U_n$ = const. și curent de excitație $I_E = I_{En}$ = const.

Expresia analitică a acestei caracteristici se poate deduce din ecuația (2.30) și din expresiile mărimilor U_e și M. Rezultă :

$$\Omega = \frac{U_n - \Delta U_{pe}}{k\Phi} - \frac{R}{k^2\Phi^2} M \cong \frac{U_n}{k\Phi} - \frac{R \cdot M}{k^2\Phi^2} . \tag{2.32}$$

Această caracteristică este reprezentată în figura 2.33 pentru cele două cazuri ale motoarelor necompensate și compensate, unde s-a notat cu Ω_0 turația ideală de funcționare în gol și cu Ω_{0r} turația de funcționare în gol :

$$\Omega_0 = \frac{U_n}{k\Phi} ; \quad \Omega_{0r} = \frac{U_n}{k\Phi} = \frac{R}{k^2\Phi^2} M_0. \tag{2.33}$$

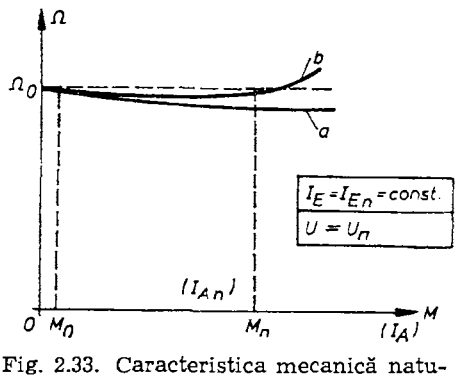


Fig. 2.33. Caracteristica mecanică naturală a motorului de curent continuu cu excitație independentă :
a — motor compensat; *b* — motor necompensat.

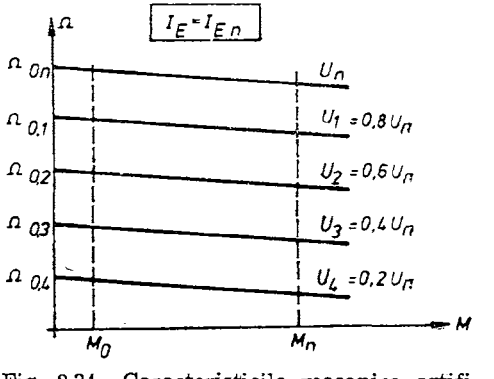


Fig. 2.34. Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune ale motorului de curent continuu cu excitație separată.

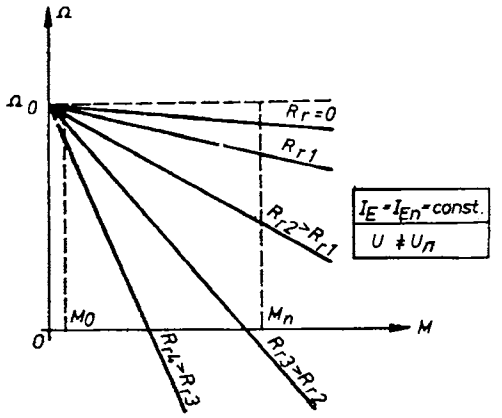


Fig. 2.35. Caractersiticile mecanice reostatice ale motorului de c.c. cu excitaţie separată.

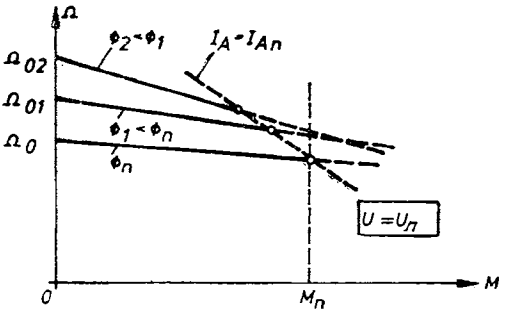


Fig. 2.36. Caracteristicile mecanice artificiale de flux ale motorului de curent continuu cu excitaţie separată.

Scăderea turaţiei, cu creşterea sarcinii, este foarte mică, adică caracteristica este rigidă.

b. *Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune* reprezintă dependenţele $\Omega = f(M)$ la $I_E = I_{En} = \text{const.}$ şi la diferite tensiuni de alimentare U; sînt reprezentate în figura 2.34. Expresia analitică se obţine din expresia (2.32) unde se înlocuieşte U_n cu U. Caracteristicile au aceeaşi înclinare.

c. *Caracteristicile mecanice artificiale reostatice* reprezintă dependenţele $\Omega = f(M)$ la $I_E = I_{En} = \text{const.}$ şi la diferite rezistenţe de reglare R_r intercalate în serie cu indusul. Expresia analitică a acestei familii se obţine din relaţia (2.32), înlocuind termenul R cu $R + R_r$. Caracteristicile sînt reprezentate în figura 2.35. Înclinarea caracteristicii este proporţională cu R_r.

d. *Caracteristicile mecanice artificiale de flux* constituie o familie şi reprezintă dependenţele $\Omega = f(M)$ la $U = U_n = \text{const.}$ şi la diferite fluxuri de excitaţie. Sînt reprezentate în figura 2.36. Întrucît curentul de sarcină nu este permis să depăşească curentul nominal $I_{.in}$, odată cu scăderea fluxului de excitaţie sub cel nominal, cuplul maxim scade proporţional cu scăderea fluxului de excitaţie. Scăderea fluxului de excitaţie nu se poate face sub 0,3 din cel nominal, deoarece sub această valoare a fluxului, funcţionarea devine nestabilă, ca urmare a influenţei prea mari a cîmpului de reacţie a indusului. Caracteristicile sînt reprezentate în figura 2.36.

2.7.1.3. Bilanţul de puteri la motorul de curent continuu cu excitaţie independentă

Bilanţul de puteri la motorul de curent continuu cu excitaţie independentă se obţine similar ca la generatorul cu excitaţie independentă, din ecuaţiile de funcţionare în regim staţionar ale motorului (2.29)... (2.31). Bilanţul de puteri este reprezentat sugestiv în figura 2.37.

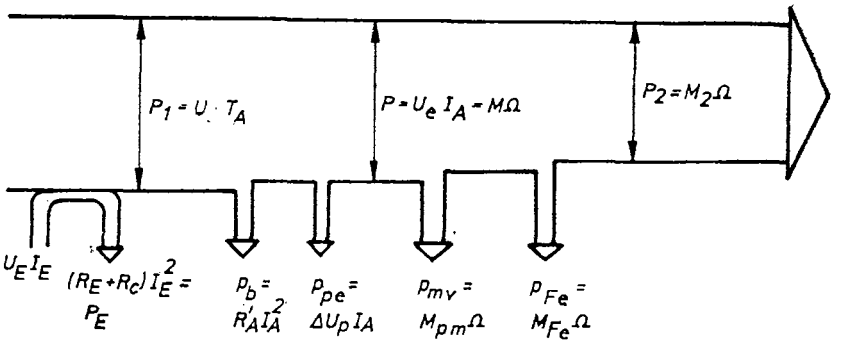


Fig. 2.37. Bilanțul de puteri la motorul de curent continuu cu excitație separată.

2.7.2. MOTORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE ÎN SERIE

Motorul de curent continuu cu excitație în serie este reprezentat în figura 2.38, *a*. Înfășurarea de excitație conectată în serie cu circuitul indusului are capetele notate cu D_1 și D_2. Motorul este prevăzut cu poli de comutație. Schema echivalentă în regim staționar este redată în figura 2.38, *b*. Cu R_p s-a notat rezistența reostatului de pornire.

2.7.2.1. Ecuațiile de funcționare în regim staționar

Ecuațiile de tensiuni și curenți se scriu pe baza schemei echivalente din figura 2.38, *b* :

$$U = U_e + \Delta U_{pe} + RI_A, \tag{2.34}$$

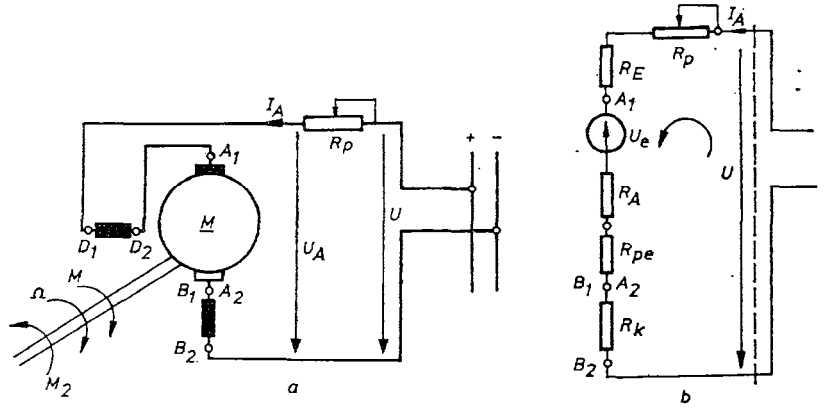


Fig. 2.38. Motorul de curent continuu cu înfășurare de excitație în serie (D_1D_2), prevăzut cu înfășurare de comutație (B_1B_2), cu sens de rotație spre dreapta :
a — reprezentare simbolică; *b* — schema electrică echivalentă în regim staționar.

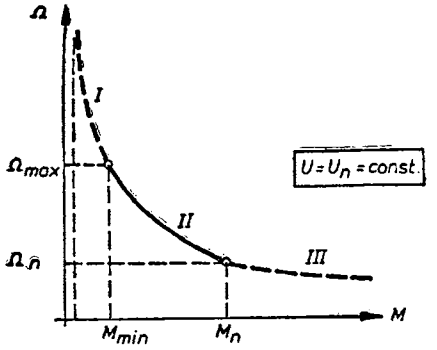


Fig. 2.39. Caracteristica mecanică a motorului de curent continuu cu excitație în serie.

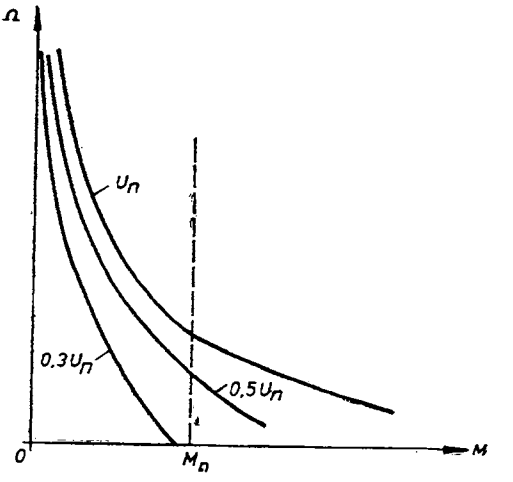


Fig. 2.40. Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune ale motorului de curent continuu cu excitație în serie.

$$I_E = I_A. \tag{2.35}$$

Comportarea electromagnetică a motorului este descrisă de ecuațiile (2.34), (2.35) precum și de expresiile mărimilor U_e, M, Φ, care sînt aceleași ca și la generator.

Ecuația de cupluri care descrie comportarea mașinii din punct de vedere mecanic este aceeași ca la motorul cu excitație separată.

2.7.2.2. Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitație în serie

Caracteristica mecanică naturală este reprezentată în figura 2.39. Este o caracteristică foarte elastică. Odată cu creșterea cuplului de sarcină, turația motorului scade mult. La cupluri mici de sarcină, turația motorului crește mult, existînd pericolul ambalării la rămînerea în gol. Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune reprezintă dependențele $\Omega = f(M)$ la diferite tensiuni U și sînt reprezentate în figura 2.40.

Caracteristicile mecanice reostatice reprezintă dependențele $\Omega = f(M)$ la diferite rezistențe R_r înseriate cu indusul ; sînt arătate în figura 2.41.

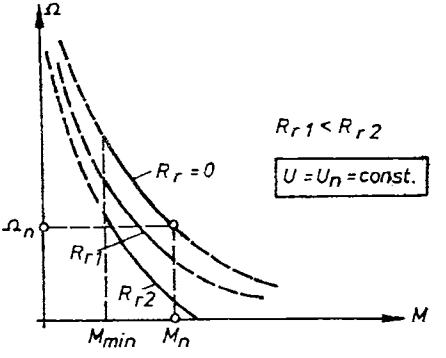


Fig. 2.41. Caracteristicile mecanice reostatice ale motorului de curent continuu cu excitație în serie.

Motorul de curent continuu cu excitație în serie se caracterizează prin : cuplu mare de pornire, puterea rămîne aproximativ constantă la variația sarcinii și suportă suprasarcini ; are dezavantajul că nu poate funcționa în gol. Acest tip de motor se utilizează larg la tracțiunea electrică, precum și la acționarea instalațiilor de ridicare, unde este necesar un cuplu mare.

2.7.3. MOTORUL DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE MIXTĂ

Motorul de curent continuu cu excitație mixtă posedă două înfășurări de excitație : una conectată în derivație cu indusul, iar a doua conectată în serie. În figura 2.42, *a* este reprezentat motorul de curent continuu cu excitație mixtă adițională, la care înfășurarea de excitație în serie este principală, iar înfășurarea de excitație în derivație este auxiliară. Înfășurarea de excitație derivație are rolul de a înlătura dezavantajul ambalării la pierderea accidentală a sarcinii.

Caracteristica mecanică este elastică ca la motorul cu excitație în serie (fig. 2.42, *c*).

Motorul de curent continuu cu excitație mixtă diferențială are înfășurarea de excitație derivație ca înfășurare principală, iar înfășurarea serie diferențială ca înfășurare auxiliară, avînd rolul de a menține turația strict constantă, indiferent de cuplul de sarcină. Comportarea sa se apropie foarte mult de comportarea unui motor cu excitație în derivație. Un exemplu de utilizare a motorului cu excitație mixtă diferențială este la acționarea laminorului de țevi, unde este necesară o turație constantă pe întreg intervalul de timp de tragere a țevii, interval în care cuplul de sarcină variază în limite mari.

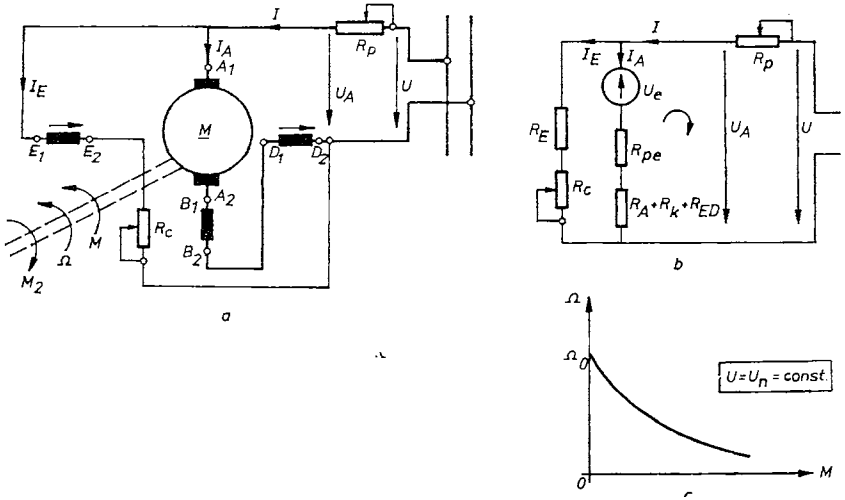


Fig. 2.42. Motor de curent continuu cu excitație mixtă adițională prevăzut cu poli de comutație :
a — reprezentare simbolică; *b* — schema electrică echivalentă; *c* — caracteristica mecanică naturală.

PROBLEME

2P.1. Un generator de c.c. cu excitație separată compensat are următoarele date: $U_0 = U_{e0} = 127$ V; $\Delta U_{pe} = 2$ V; $R = 0{,}5\ \Omega$; $p_{mv} = 150$ W; $p_{Fe} = 100$ W. Să se determine: *a*) tensiunea nominală la borne U_n; *b*) puterea mecanică primită prin arbore P_1; *c*) randamentul generatorului, știind că puterea excitației $P_E = 3\% P_{2n}$.

R: *a*) $U_n = 110$ V; *b*) $P_1 = 4\,060$ W; *c*) 0,793.

2P.2. Un motor de c.c. cu excitație în derivație compensat are următoarele date: $U_n = 440$ V; $I_{An} = 50$ A; $R = R_A + R_k + R_C = 0{,}6\ \Omega$; $\Delta U_{pe} = 3$ V; $n_n = 800$ rot/min; $R_E = 176\ \Omega$. Să se determine: *a*) U_{en}; *b*) M; *c*) randamentul η dacă $p_{mv} = 500$ W și $p_{Fe} = 600$ W; *c*) cuplul M_2.

R: *a*) $U_{en} = 407$ V; *b*) $M = 245$ Nm; *c*) $n = 0{,}845$;
d) $M_2 = 232$ Nm.

2P.3. Un motor de c.c. cu doi poli și excitație în derivație este conectat la o rețea cu tensiunea $U = 110$ V, curentul absorbit fiind $I = 52{,}5$ A, iar $I_E = 2{,}5$ A. Înfășurarea indusului are $N = 150$ spire, iar $\Phi_E = 210^{-2}$ Wb. Știind că $\eta = 0{,}82$, iar $R = 0{,}2\ \Omega$, să se determine turația și cuplul util M_2.

R: $n = 1\,000$ rot/min; $M_2 = 45{,}2$ Nm.

2P.4. Un motor de c.c. cu excitație separată este alimentat la tensiunea $U = 220$ V și are $R_A = 0{,}25\ \Omega$. Cînd $M_2 = 0$, rezultă $I_{A0} = 3$ A și $n_0 = 2\,100$ rot/min. Atunci cînd $M_2 = \frac{120}{\pi}$ Nm, să se determine n și I_A, în ipoteza că se neglijează ΔU_{pe} și reacția indusului.

R: $I_A = 38{,}3$ A; $n = 2\,015$ rot/min.

2P.5. Un motor de c.c. cu excitație în serie și caracteristica de magnetizare liniară, are următoarele date: $M_n = 480$ Nm, $U_n = 500$ V, $n_n = 1\,800$ rot/min, $R_A + R_E = 0{,}2\ \Omega$. Să se determine expresia analitică a caracteristicii mecanice naturale.

R: $M = \dfrac{3\,090}{(0{,}0778n + 0{,}2)^2}$.

2P.6. Un motor de c.c. cu excitație în serie are $U_n = 110$ V. Cînd $M_2 = 4{,}077$ Nm, $I_A = 10$ A și $n = 1\,700$ rot/min; $R_A + R_E = 2\ \Omega$. Să se determine U_{e0}, P, P_2 și η. Se neglijează ΔU_{pe} și reacția indusului.

R: $U_{e0} = 90$ V; $P = 900$ W; $P_2 = 725$ W;
$\eta = 0{,}66$.

2P.7. Un motor de c.c. cu excitație în serie are puterea nominală $P_{2n} = 12$ kW, $U_n = 220$ V, $n_n = 780$ rot/min, $\eta_n = 0{,}85$. Motorul funcționează la cuplu constant, prin intermediul reostatului de reglaj R_r conectat în serie. Știind că $R_A + R_E = 0{,}2\ \Omega$, să se determine R_{r1} la turația $n_1 = 400$ rot/min (vezi fig. 2.41).

R: $R_r = 1{,}57\ \Omega$.

2P.8. Un motor de c.c. cu excitație în serie și caracteristică magnetică liniară are următoarele date: $P_{2n} = 100$ kW; $U_n = 500$ V; $n_n = 1\,800$ rot/min; $\eta = 0{,}85$; $R_A + R_E = 0{,}2\ \Omega$. Turația se reglează prin variația tensiunii de alimentare (vezi fig. 2.40). Neglijîndu-se pierderile magnetice, iar pierderile mecanice P_{mv} presupunîndu-se constante, să se determine expresia analitică a dependenței dintre U și n.

R: $U = 82{,}7\sqrt{n} + \dfrac{257{,}6}{\sqrt{n}}$.

3.

TRANSFORMATORUL ELECTRIC

3.1. GENERALITĂȚI ȘI DEFINIȚII

Transformatorul electric, cazul limită de mașină electrică statică (fără părți în mișcare) se utilizează în principal pentru modificarea tensiunii și curentului sub care se prezintă energia electromagnetică alternativă.

În funcție de destinație, transformatoarele pot fi împărțite în două mari categorii : *transformatoare de putere* și *transformatoare pentru destinații diverse sau speciale.*

Transformatoarele de putere se execută într-o gamă foarte largă de puteri (de la 100 kVA la sute de MVA). Ele se folosesc în cadrul sistemelor energetice pentru mărirea sau micșorarea tensiunii, în legătură cu necesitățile transportului de energie electrică la distanță — care este mai convenabil să se facă sub o tensiune ridicată și curent redus — respectiv cu necesitățile de distribuție a energiei electrice, sub tensiuni mai joase, consumatorilor.

În sistemul energetic se mai folosesc și două tipuri de transformatoare particulare și anume, *autotransformatoarele* (pentru interconectarea a două rețele de tensiuni în raport de cel mult 2) și *transformatoarele cu trei înfășurări* (pentru interconectarea a trei rețele de tensiuni diferite).

În industrie se utilizează o mare diversitate de transformatoare și autotransformatoare speciale, cum ar fi : transformatoarele *de măsură* (folosite în tehnica măsurătorilor), *de sudare, de încercări, de mică putere,* pentru circuite de curenți slabi, *autotransformatoarele de pornire* a motoarelor electrice, precum și transformatoarele *modificatoare și de frecvență* sau *de număr de faze.*

Transformatoarele de putere sînt, în marea lor majoritate, trifazate, iar cele pentru alte destinații (cu excepția celor modificatoare de număr de faze) — monofazate sau trifazate.

Înfășurările transformatorului sînt executate cu numere de spire diferite ; în acest sens, la transformatoarele cu două înfășurări distingem o *înfășurare de înaltă tensiune* (IT) și o *înfășurare de joasă tensiune* (JT), la transformatoarele cu trei înfășurări existînd și o *înfășurare de medie tensiune* (MT).

Înfășurarea care se alimentează cu tensiune și care creează cîmpul magnetic inductor a fost numită *înfășurare primară.* Înfășurarea indusă, care are caracter de circuit sursă, a primit denumirea de *înfășurare secundară.* Mărimile care se referă la înfășurarea primară (tensiunea la bornele

ei, curentul prin înfășurare etc.) se notează cu indice 1, iar cele care se referă la înfășurarea secundară cu indice 2.

Dacă înfășurarea primară este reprezentată de înfășurarea de î.t., transformatorul este *coborîtor de tensiune* ; dacă transformarea are loc în sens invers, avem de a face cu un transformator *ridicător de tensiune.*

3.2. ELEMENTE CONSTRUCTIVE ȘI FUNCȚIONALE

Elementele constructive de bază ale unui transformator sînt *miezul feromagnetic* și *înfășurările* (STAS 1038-76). O vedere generală a unui transformator monofazat obișnuit cu două înfășurări este reprezentată în figura 3.1, *a*, iar secțiunea longitudinală prin transformatorul respectiv în figura 3.1, *b*. Porțiunile din miez pe care sînt plasate înfășurările se numesc *coloane,* iar cele care fac legătura între coloane — *juguri.*

Miezul magnetic poate fi de tip *în coloană* sau de tip *în manta.* La transformatoarele monofazate, miezul de tip în coloană se realizează sub forma unui cadru dreptunghiular, așa cum este cel din figura 3.1, avînd prin urmare două coloane. Pentru a se asigura un cuplaj magnetic cît mai strîns între cele două înfășurări, ele sînt divizate în cîte două părți egale, care se plasează pe cele două coloane. Din motive de izolație, de obicei, în imediata apropiere a coloanelor se plasează înfășurarea de joasă tensiune. Cele două „semiînfășurări" aparținînd aceleași înfășurări (de j.t., de î.t.) se leagă în serie astfel ca, la trecerea unui curent prin înfășurare, aceasta să creeze un cîmp magnetic prin miez de un sens bine determinat.

Miezul în manta se deosebește de cel în coloană prin aceea că are 3 coloane, iar înfășurările sînt concentrate pe coloana mediană (coloanele laterale — de secțiune jumătate din aceea a coloanei mediane — au numai rolul de coloane de întoarcere pentru cîmpul magnetic).

Pentru limitarea pierderilor în miez, acesta se realizează totdeauna din tole izolate între ele. În prezent se folosesc aproape fără excepție tole laminate la rece, cu un conținut de 2,5—3,5% siliciu, de grosime 0,3—0,35 mm.

În principiu, un transformator trifazat este reprezentat de trei transformatoare monofazate identice ale căror înfășurări de IT, respectiv de JT,

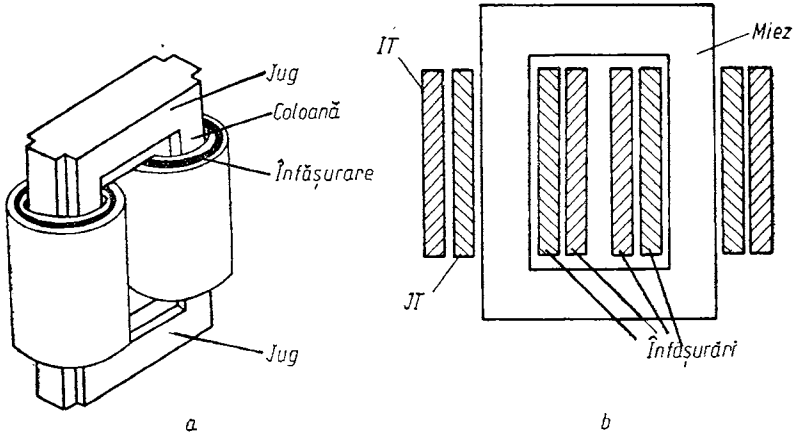


Fig. 3.1. Transformator monofazat cu înfășurări :
a — vedere generală; *b* — secționat.

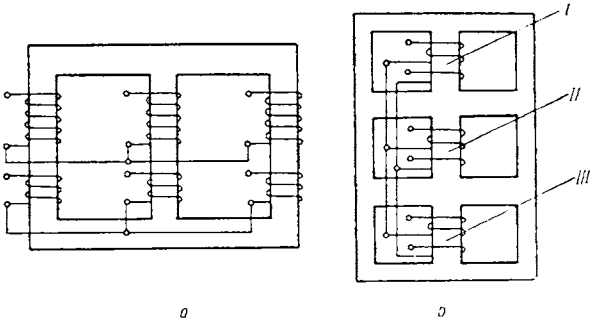


Fig. 3.2. Miez de transformator trifazat :
a — în trei coloane; *b* — în manta.

se conectează conform uneia din conexiunile trifazate cunoscute. Această formă constructivă este rar folosită în ţările europene ; de obicei, cele trei miezuri ale transformatoarelor monofazate componente se contopesc în unul singur rezultînd :

a) miezul de transformator trifazat în coloană, nesimetric, reprezentat în figura 3.2, *a* ;

b) miezul de transformator trifazat în manta, reprezentat în figura 3.2, *b*.

Pentru ca să fie posibilă contopirea a trei miezuri monofazate în coloană, înfăşurările celor trei transformatoare trebuie concentrate numai pe cîte o coloană, astfel încît coloanele de întoarcere (rămase libere) să poată fi reunite într-una singură. Deoarece însă fluxul rezultant din această coloană este nul (fluxurile prin coloanele prevăzute cu înfăşurări formează un sistem trifazat simetric), ea poate fi suprimată. Se obţine în acest fel miezul trifazat simetric din figura 3.3. Miezul trifazat în coloană, nesimetric, cu 3 coloane rezultă prin suprimarea jugurilor unuia dintre transformatoarele monofazate şi aducerea în acelaşi plan a celor trei coloane. Acest miez este preferat, deşi nu mai are avantajul simetriei magnetice complete, prin faptul că nu prezintă dificultăţile de ordin tehnologic pe care le ridică execuţia miezului simetric.

Înfăşurările, care se realizează din cupru sau, într-o măsură din ce în ce mai mare, din aluminiu pot fi *concentrice*, în care caz faza de JT şi cea de IT se execută sub forma a doi cilindri inelari concentrici (fig. 3.4, *a*),

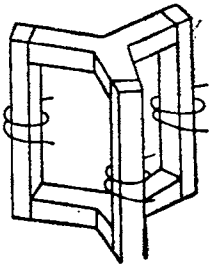


Fig. 3.3. Miez de transformator trifazat simetric.

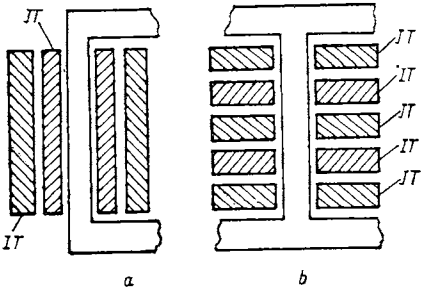


Fig. 3.4. Înfăşurări de transformator :
a — concentrice; *b* — cu bobine alternate.

sau *din bobine alternate,* cînd înfăşurările se divid în bobine (sau galeţi), de-a lungul coloanei plasîndu-se alternativ bobine aparţinînd înfăşurării de JT respectiv de IT (fig. 3.4, *b*).

Înfăşurările concentrice se realizează fie sub forma de *înfăşurări stratificate,* spirele înfăşurării plasîndu-se în mai multe straturi suprapuse, continue, fie sub forma de *înfăşurări în galeţi,* dacă înfăşurarea cilindrică se divide în bobine, separate între ele ; înfăşurarea în galeţi se practică, de obicei, la transformatoarele mari, în vederea creşterii suprafeţei de cedare de căldură a înfăşurării.

Pe lîngă miez, înfăşurări şi izolaţia aferentă, în structura unui transformator mai intră şi aşa-numita *schelă a transformatorului,* prin care se înţelege ansamblul pieselor de strîngere, fixare şi rigidizare a miezului şi a înfăşurărilor.

La transformatoarele de putere mică, suprafaţa miezului şi a înfăşurărilor se dovedeşte suficientă pentru a transmite aerului înconjurător căldura care ia naştere în transformator. Aceste transformatoare, cu răcire în aer, au primit denumirea de *transformatoare uscate.* La puteri care depăşesc 2—3 kVA, suprafaţa de cedare a căldurii se dovedeşte insuficientă pentru a limita încălzirea transformatorului sub valoarea admisibilă. Din acest motiv, transformatoarele care depăşesc puterea respectivă se execută ca *transformatoare cu răcire în ulei,* care reprezintă un fluid de răcire mult superior aerului. În acest scop, corpul transformatorului este introdus într-o cuvă metalică umplută cu ulei de transformatoar (v. tab. 1.3). Trebuie arătat că uleiul, pe lîngă rolul de agent de răcire, se dovedeşte şi ca un element de izolare cu proprietăţi superioare.

Pentru puteri sub 20—30 kVA cuva se execută cu pereţi netezi. La puteri mai mari, în scopul de a mări suprafaţa de cedare a căldurii în contact cu aerul, cuvele se prevăd pe suprafeţele laterale cu ţevi, iar la puteri şi mai ridicate cu radiatoare. La transformatoarele de foarte mare putere se apelează şi la răcirea forţată, realizată cu ajutorul unor ventilatoare exterioare, respectiv prin imprimarea unei circulaţii forţate a uleiului în interiorul cuvei.

Legăturile de la înfăşurări la cele două reţele se asigură prin intermediul unor *izolatoare de trecere,* fixate pe capacul cuvei. Pe acest capac este prins şi aşa-numitul *conservator,* un corp umplut în parte cu ulei, care comunică, printr-o ţeavă, cu cuva. Scopul acestui conservator este acela de a prelua variaţiile de volum de ulei, determinate de variaţii ale încălzirii şi de a izola uleiul din cuvă faţă de agenţii externi (aer, impurităţi) care îi reduc proprietăţile.

O vedere de ansamblu a unui transformator în ulei, sub formă simplificată, este redată în figura 3.5.

Corespunzător dezvoltării puternice a reţelelor electrice, ultimele decenii au cunoscut o tendinţă continuă de creştere a puterii unitare a transformatoarelor. Performanţele maxime în acest sens, pe plan mondial, sînt reprezentate de transformatoare de putere de 950 MVA.

În ţara noastră, bazele producţiei de transformatoare s-au pus abia în anul 1949, cînd s-a trecut la fabricarea, în cadrul uzinei Electroputere din Craiova, a unor transformatoare de 320 kVA, după documentaţie străină. În prezent, Întreprinderea Electroputere şi Întreprinderea constructoare de transformatoare din Filiaşi satisfac întreaga cerere de transformatoare din ţară şi livrează prin export transformatoare în peste 25 de ţări din

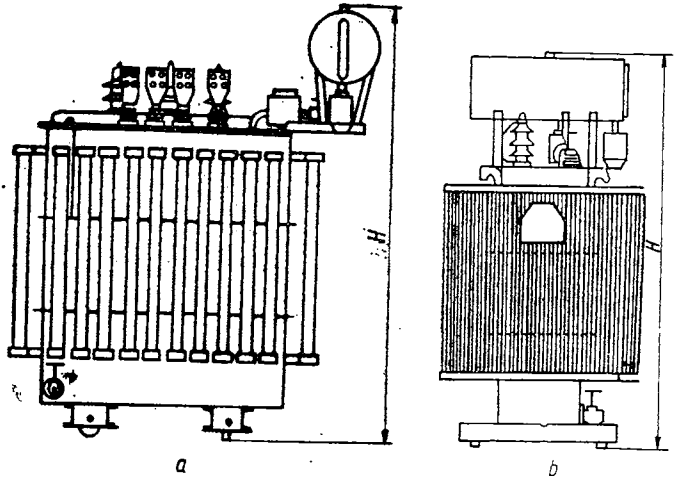


Fig. 3.5. Vedere de ansamblu a unui transformator.

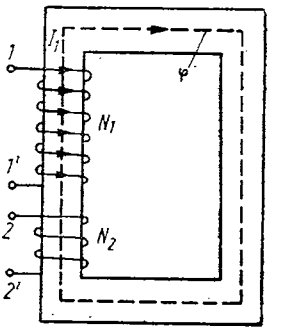


Fig. 3.6. Reprezentarea schematică a unui transformator monofazat.

Asia, Africa, Europa şi America. Întreaga producţie de transformatoare din ţară este de concepţie proprie.

Funcţionarea transformatorului, indiferent de tip, are la bază fenomenul de inducţie electromagnetică. Modificarea valorii tensiunii, respectiv a curentului primar, se asigură prin executarea înfăşurărilor cu numere de spire diferite. În urma alimentării primarului cu tensiunea alternativă u_1, corespunzător solenaţiei primare $N_1 i_1$, în miez se stabileşte un cîmp magnetic fascicular φ, alternativ, care înlănţuie ambele înfăşurări (fig. 3.6). Ca urmare, în cele două înfăşurări se induc tensiunile electromotoare $u_{e1} = -N_1 \frac{d\varphi}{dt}$ şi $u_{e2} = -N_2 \frac{d\varphi}{dt}$; ca urmare, valorile lor efective rezultă în raportul $\frac{U_{e1}}{U_{e2}} = \frac{N_1}{N_2}$. Cum căderile de tensiuni în cele două înfăşurări sînt neglijabile, tensiunile la borne se găsesc şi ele, practic în acelaşi raport. Dacă considerăm că pierderile din transformator pot fi neglijate, în primă aproximaţie, rezultă că cei doi curenţi sînt în raport invers, adică $\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}$.

3.3. TRANSFORMATORUL MONOFAZAT

3.3.1. PROCESE FIZICE. ECUAŢIILE DE FUNCŢIONARE

La funcţionarea în sarcină, deci în regimul pentru care este destinat transformatorul, cele două înfăşurări sînt parcurse de curenţii alternativi i_1 şi i_2, iar miezul este străbătut de cîmpul magnetic alternativ corespunzător solenaţiei rezultante. În miezul transformatorului, datorită caracterului variabil în timp al magnetizării, au loc pierderi prin histerezis şi curenţi turbionari, iar în înfăşurări pierderi prin efect Joule-Lenz.

Pentru început vom neglija influența pierderilor în fier asupra proceselor fizice ce au loc în transformator.

Solenația rezultantă a celor două înfășurări, în condițiile solenațiilor componente imobile în spațiu, este

$$\vartheta = N_1 i_1 + N_2 i_2. \tag{3.1}$$

Liniile de cîmp magnetic determinate de această solenație, care se închid prin miez și înlănțuie ambele înfășurări (liniile de cîmp de tipul Γ — fig. 3.7), constituie *cîmpul magnetic comun sau util*. Notînd cu φ fluxul fascicular prin miez care corespunde liniilor cîmpului util, fluxurile totale care înlănțuie cele N_1 spire, respectiv N_2 spire ale înfășurărilor primare și secundare sînt $\psi_{u1} = N_1\varphi$ și $\psi_{u2} = N_2\varphi$.

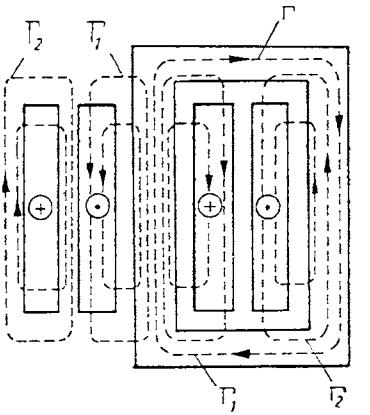


Fig. 3.7. Configurația simplificată a cîmpului magnetic al transformatorului.

Pe lîngă liniile cîmpului magnetic util, la trecerea curenților i_1 și i_2 prin înfășurări iau însă naștere și linii de cîmp magnetice, corespunzînd numai solenației primare respectiv secundare (liniile de cîmp Γ_1 și Γ_2), care înlănțuie numai înfășurarea în cauză și care se închid în parte prin miez și în parte prin aer. Aceste linii de cîmp formează ceea ce numim *cîmpuri magnetice de dispersie (de scăpări)* primar, respectiv secundar. Deoarece aceste cîmpuri străbat porțiuni importante de aer, reluctanța tuburilor de forță ale acestor cîmpuri este mare, circuitul respectiv este nesaturat și prin urmare fluxurile de dispersie sînt proporționale cu curenții care le creează. Rezultă că fluxurile de dispersie se pot exprima sub forma $\psi_{\sigma\lambda} = L_{\sigma\lambda} i_\lambda$ ($\lambda = 1$ sau 2), unde $L_{\sigma\lambda}$ reprezintă *inductivitatea de dispersie* a înfășurării λ. Prin faptul că permeabilitatea magnetică a aerului este redusă, fluxurile de dispersie sînt sensibil mai mici decît fluxul util.

În baza acestor precizări rezultă că fluxurile totale ale celor două înfășurări sînt

$$\psi_1 = \psi_{u1} + \psi_{\sigma 1} = N_1\varphi + L_{\sigma 1} i_1, \tag{3.2}$$

$$\psi_2 = \psi_{u2} + \psi_{\sigma 2} = N_2\varphi + L_{\sigma 2} i_2.$$

Aplicînd legea inducției electromagnetice celor două circuite electrice (primar, secundar) și ținînd seama de regulile de asociere a sensurilor pentru circuitele receptoare, respectiv sursă, rezultă ecuațiile

$$u_{e1} + u_{e\sigma 1} = -N_1 \frac{d\varphi}{dt} - L_{\sigma 1} \cdot \frac{di_1}{dt} = R_1 i_1 - u_1, \tag{3.3}$$

$$u_{e2} + u_{e\sigma 2} = -N_2 \frac{d\varphi}{dt} - L_{\sigma 2} \cdot \frac{di_2}{dt} = R_2 i_2 + u_2,$$

unde $u_{e\lambda}$ ($\lambda = 1,2$) este t.e.m. indusă în înfășurarea λ de cîmpul util, $u_{e\sigma\lambda}$ — t.e.m. indusă de fluxul de dispersie, iar R_1 și R_2 reprezintă rezistențele celor două înfășurări.

La ecuațiile (3.1.) și (3.3) mai putem adăuga o a patra și anume dependența fluxului util φ de solenația ν :

$$\varphi = \frac{L_m}{N_1 N_2} \vartheta, \tag{3.4}$$

unde prin L_m s-a notat *inductivitatea mutuală* dintre cele două înfășurări.

Cele patru ecuații stabilite conțin cinci variabile : i_1, i_2, u_2, φ și ϑ (tensiunea rețelei primare u_1 este dată), astfel că este necesară încă o ecuație pentru ca sistemul să fie determinat și compatibil. Ea rezultă observînd că, la un curent secundar i_2, tensiunea u_2 corespunde impedanței consumatorului (sarcinii) legat la bornele secundarului. Notînd cu R, L și C parametrii consumatorului, tensiunea u_2 este și

$$u_2 = Ri_2 + L\frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C}\int i_2 dt. \tag{3.5}$$

De obicei, din considerente de ordin fizic, tensiunile u_{e1} și u_{e2} nu se explicitează în ecuațiile (3.3), preferîndu-se să se adauge la cele cinci ecuații stabilite expresia t.e.m. u_{e1} și relația evidentă între cele două tensiuni induse $N_2 u_{e1} = N_1 u_{e2}$. Procedînd în acest fel, după ordonarea termenilor, ecuațiile de funcționare ale transformatorului rezultă :

$$\begin{gathered}
u_1 = R_1 i_1 + L_{\sigma 1}\frac{di_1}{dt} - u_{e1}, \\
-u_2 = R_2 i_2 + L_{\sigma 2}\frac{di_2}{dt} - u_{e2}, \\
u_{e1} = -N_1\frac{d\varphi}{dt}, \quad N_2 u_{e1} = N_1 u_{e2}, \\
\varphi = \frac{L_m}{N_1 N_2}\vartheta, \quad \vartheta = N_1 i_1 + N_2 i_2, \\
u_2 = Ri_2 + L\frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C}\int i_2 dt.
\end{gathered} \tag{3.6}$$

De multe ori, în ecuațiile (3.6) solenația rezultantă se exprimă sub forma

$$\vartheta = N_1 i_{r\mu}, \tag{3.7}$$

unde $i_{r\mu}$ este *curentul magnetizant rezultant*, de calcul, care parcurgînd înfășurarea primară ar crea o solenație egală cu suma solenațiilor produse de cele două înfășurări ale transformatorului.

La orice transformator monofazat, dacă tensiunea la bornele primare este o tensiune sinusoidală, fluxul φ care se stabilește în miez variază sinusoidal în timp. Într-adevăr, t.e.m. de dispersie $u_{e\sigma 1} = -L_{\sigma 1}\frac{di_1}{dt}$ este neglijabilă față de tensiunea u_{e1}, după cum și căderea de tensiune $R_1 i_1$ este mult mai mică decît tensiunea u_1 (transformatoarele se construiesc astfel ca rezistențele R_1 și R_2 să aibă valori reduse, în vederea obținerii unui

randament ridicat). În aceste condiții (v. prima și a treia ecuație (3.6)), $u_1 = \sqrt{2}\, U_1 \sin \omega t \cong N_1 \frac{d\varphi}{dt}$ și deci

$$\varphi \cong \frac{\sqrt{2}U_1}{\omega N_1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \tag{3.8}$$

ceea ce confirmă afirmația făcută.

Relația (3.8) mai scoate în evidență și faptul că amplitudinea Φ_m a fluxului din transformator este constantă, ceea ce înseamnă că, la transformator, cîmpul magnetic de reacție nu modifică valoarea fluxului din mașină, indiferent ce valoare are curentul de sarcină i_2, respectiv că curentul magnetizant rezultant $i_{r\mu}$ este o mărime constantă ca valoare, aceeași la orice curent de sarcină i_2. Fizic, aceasta înseamnă că, la modificări ale sarcinii, curentul i_1 se modifică și el, și anume în așa fel încît suma solenațiilor celor două înfășurări să rămînă neschimbată.

Acest rezultat ne permite să stabilim și faptul, nu lipsit de importanță, că valoarea curentului magnetizant rezultant este reprezentată de valoarea *curentului de mers în gol al transformatorului*, i_{10}, care trece prin înfășurarea primară cînd curentul $i_2 = 0$. În condițiile de studiu enunțat (influența pierderilor în fier se neglijează), curentul de mers în gol se reduce de fapt la componenta reactivă, magnetizantă, $i_{10\mu}$.

Din motive privind reducerea consumului de material feromagnetic, transformatoarele se dimensionează astfel încît, în funcționare, miezul să fie ușor saturat (prin alegerea unei inducții B mai mari, secțiunea necesară a coloanei, pentru a se obține un anumit flux, se micșorează). Din această cauză, cînd fluxul φ variază în timp între limitele $\pm\Phi_m$, au loc și variații, între anumite valori, ale inductivității L_m, care se dovedește a nu fi constantă. În această situație, conform ecuației $\omega = f(\vartheta)$, la flux sinusoidal solenația ϑ are o variație în timp care nu este sinusoidală. Se poate demonstra că, în principal, deformarea curbei solenației ϑ de la sinusoidă este determinată de apariția unor armonici de ordinul 3 și 5.

În aceste condiții rezultă că $i_{r\mu}$, respectiv $i_{10\mu}$, sînt curenți care nu variază sinusoidal în timp. Însă, deoarece la gradul de saturație redus al miezurilor de transformator influența armonicilor superioare ale curentului $i_{10\mu}$ este mică, din punct de vedere tehnic se poate admite că efectul lor este neglijabil. În baza acestei observații, în ecuațiile (3.6) se poate considera pentru curentul $i_{r\mu} \cong i_{10\mu}$ numai armonica fundamentală. Prin aceasta inductivitatea L_m devine o mărime de valoare constantă, iar sistemul de ecuații (3.6) un sistem cu toți coeficienții constanți. Curenții, tensiunile și fluxul care intervin în aceste ecuații avînd, în acest caz, o variație sinusoidală în timp, sistemul de ecuații (3.6) poate fi transcris sub formă fazorială (în mărimi complexe) :

$$\begin{aligned}
\underline{U}_1 &= R_1 \underline{I}_1 + j\omega L_{\sigma 1} \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1}, \\
-\underline{U}_2 &= R_2 \underline{I}_2 + j\omega L_{\sigma 2} \underline{I}_2 - \underline{U}_{e2}, \\
\underline{U}_{e1} &= -j\omega N_1 \underline{\Phi} = -j\omega L_m \frac{N_1}{N_2} \underline{I}_{10\mu}, \\
N_2 \underline{U}_{e1} &= N_1 \underline{U}_{e2},
\end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\underline{N_1 I_{10\mu}} = \underline{N_1 I_1} + \underline{N_2 I_2},$$

$$\underline{U_2} = R\underline{I_2} + jX\underline{I_2}.$$

Pierderile în fier, neglijate pînă acum, influențează procesele prin faptul că acestor pierderi îi corespunde existența și a unei componente active I_{10a} a curentului de mers în gol (fig. 3.8). Consecințele prezenței acestei componente a curentului de mers în gol sînt : micșorarea solenației rezultante, ca urmare a acțiunii demagnetizante a solenației $N_1\underline{I}_{10a}$ care apare, cu semnul minus, în membrul doi al ecuației solenației și existența unui unghi α, denumit *de întîrziere magnetică*, între curentul de mers în gol și flux. De asemenea, în expresia t.e.m. $\underline{U}_{e1}$ curentul $\underline{I}_{10\mu}$ poate fi exprimat sub forma $\underline{I}_{10\mu} = \underline{I}_{10} - \underline{I}_{10a} = \underline{I}_{10}(1 - \underline{I}_{10a}/\underline{I}_{10})$.

Introducînd notațiile :

$$\omega L_{\sigma 1} = X_{\sigma 1}, \quad \omega L_{\sigma 2} = X_{\sigma 2}, \quad \omega L_m \frac{N_1}{N_2} = X_m, \tag{3.10}$$

$$R_1 + jX_{\sigma 1} = \underline{Z}_1, \quad R_2 + jX_{\sigma 2} = \underline{Z}_2, \quad jX_m \left(1 - \frac{\underline{I}_{10a}}{\underline{I}_{10}}\right) = \underline{Z}_m,$$

unde $X_{\sigma 1}$ și $X_{\sigma 2}$ au primit denumirea de reactanțe de dispersie (primar, secundar), X_m — pe aceea de reactanță de magnetizare, iar $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$ și $\underline{Z}_m$ reprezintă impedanțele corespunzătoare, ecuațiile de funcționare ale transformatorului, cînd se ține seama și de pierderile în fier, sînt :

$$\underline{U_1} = R_1\underline{I_1} + jX_{\sigma 1}\underline{I_1} - \underline{U_{e1}} = \underline{Z_1 I_1} - \underline{U_{e1}},$$

$$-\underline{U_2} = R_2\underline{I_2} + jX_{\sigma 2}\underline{I_2} - \underline{U_{e2}} = \underline{Z_2 I_2} - \underline{U_{e2}},$$

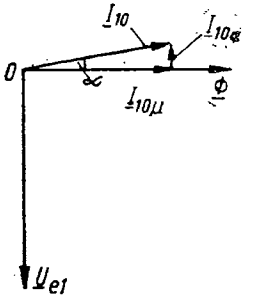


Fig. 3.8. Componentele curentului de mers în gol.

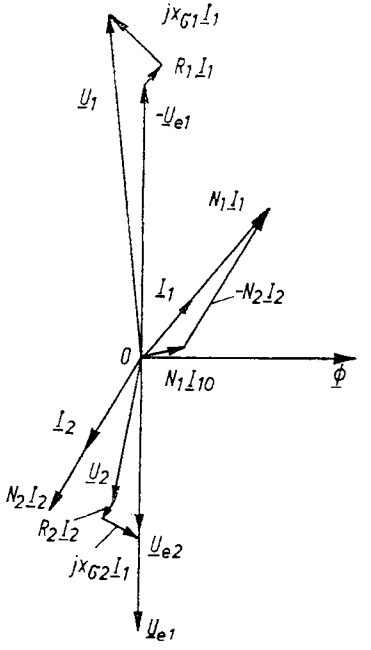


Fig. 3.9. Diagrama fazorială a transformatorului corespunzătoare ecuațiilor (3.11).

$$\underline{U}_{e1} = -\underline{Z}_m \underline{I}_{10},$$

$$N_2 \underline{U}_{e1} = N_1 \underline{U}_{e2},$$

$$N_1 \underline{I}_{10} = N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2,$$

$$\underline{U}_2 = R\underline{I}_2 + jX\underline{I}_2 = \underline{Z}\underline{I}_2. \qquad (3.11)$$

Dacă parametrii înfăşurărilor : R_1, R_2, $X_{\sigma 1}$, $X_{\sigma 2}$ sînt cunoscuţi şi se cunosc şi două dintre mărimile care caracterizează funcţionarea transformatorului la o sarcină dată (de exemplu : $\underline{U}_2$ şi $\underline{I}_2$ sau $\underline{Z}$, $\underline{U}_1$ şi $\underline{I}_1$), cu ajutorul ecuaţiilor (3.11) se poate construi *diagrama fazorială sau de fazori a transformatorului.* În figura 3.9 este prezentată diagrama fazorială în cazul unei încărcări ohmic-inductive. În ipoteza că se cunoaşte valoarea tensiunii U_2 şi impedanţa de sarcină $\underline{Z} = R + jX$, rezultă valoarea curentului I_2 şi defazajul φ_2 (ultima ecuaţie (3.11)). Ordinea de construire a diagramei este următoarea :

a) se reprezintă în planul complex, după o anumită direcţie, tensiunea $\underline{U}_2$ şi sub unghiul φ_2 curentul $\underline{I}_2$;

b) pe baza celei de a doua ecuaţii (3.11) se determină t.e.m. $\underline{U}_{e2}$ şi corespunzător ei t.e.m. $\underline{U}_{e1} = \frac{N_1}{N_2} \underline{U}_{e2}$ (în figură s-a considerat că $N_1 > N_2$) ;

c) se reprezintă, la scara adoptată pentru curenţi, curenţii $\underline{I}_{10\mu}$ (în fază cu fluxul Φ, care este defazat cu 90° înaintea t.e.m.) şi $\underline{I}_{10a}$, ale căror valori se cunosc de la proba în gol a transformatorului (v. §. 3.5.3) ;

d) cu ajutorul penultimei ecuaţii (3.11) se determină fazorul $\underline{I}_1$, ceea ce permite, în baza primei ecuaţii (3.11), determinarea fazorului $\underline{U}_1$.

Construcţia diagramei se face în mod similar şi dacă se porneşte de la U_1, I_1 şi φ_1, determinaţi prin măsurători, cu deosebirea că ordinea în care se stabilesc diferiţii fazori este inversă.

Este de remarcat faptul că la construirea diagramei la scară, curentul de mers în gol apare mult mai mic decît curentul I_1 (la transformatoarele cu miez realizat din tole laminate la rece $I_{10} \cong (1{,}5—3\%) I_{1n}$), fiind defazat aproape la 90° faţă de U_1 (la mersul în gol transformatorul se comportă ca o bobină cu miez de fier). De asemenea, căderile de tensiuni $R_\lambda I_\lambda$ şi $X_\lambda I_\lambda$, reprezentate la scara tensiunilor, apar mult mai mici decît U_λ.

3.3.2. ECUAŢIILE, SCHEMA ELECTRICĂ ECHIVALENTĂ ŞI DIAGRAMA FAZORIALĂ A TRANSFORMATORULUI CU SECUNDARUL REDUS LA PRIMAR

O caracteristică principală a transformatoarelor electrice este *raportul de transformare k,* definit ca raportul dintre t.e.m. indusă în înfăşurarea de IT şi t.e.m. indusă în faza de JT, egal numeric cu raportul numerelor de spire :

$$k = \frac{U_{e\,\mathrm{IT}}}{U_{e\,\mathrm{JT}}} = \frac{N_{\mathrm{IT}}}{N_{\mathrm{JT}}}. \qquad (3.12)$$

În mod obișnuit, transformatoarele prezintă un raport de transformare mare (peste 10). Schema electrică a transformatorului conține două circuite electrice cuplate magnetic, în care t.e.m. induse au valori diferite.

Pentru a înlocui această schemă electrică reală a transformatorului cu una care să se reducă la un singur circuit electric — schemă mai comodă pentru calculele practice — adeseori, în locul secundarului real, se consideră un secundar echivalent, caracterizat prin aceea că are $N_2' = N_1$ spire (t.e.m. indusă în acest secundar este $U_{e2}' = U_{e1}$). Secundarul respectiv a primit denumirea de *secundar redus la primar*. Schema electrică corespunzătoare transformatorului cu un asemenea secundar, care după cum se va vedea este un cuadripol, reprezintă *schema electrică echivalentă a transformatorului.*

Pentru ca secundarul redus la primar să fie echivalent secundarului real, el trebuie să se comporte din punct de vedere energetic identic cu cel real. Notînd cu (') mărimile care se referă la secundarul redus, rezultă că trebuie să existe următoarele egalități :

$$U_{e2}' I_2' = U_{e2} I_2, \quad R_2' I_2'^2 = R_2 I_2', \quad X_{\sigma 2}' I_2'^2 = X_{\sigma 2} I_2^2.$$

Prin urmare, legăturile dintre diferitele mărimi care privesc secundarul redus și secundarul real sînt :

$$U_{e2}' = \frac{N_1}{N_2} U_{e2} = k_{12} U_{e2}, \quad I_2' = \frac{1}{k_{12}} I_2,$$

$$R_2' = k_{12}^2 R_2, \quad X_{\sigma 2}' = k_{12}^2 X_{\sigma 2}, \tag{3.13}$$

unde k_{12} reprezintă *raportul de reducere a secundarului la primar ;* el este egal cu raportul de transformare k dacă transformatorul este coborîtor de tensiune și este $k_{12} = \frac{1}{k}$ dacă transformatorul este ridicător de tensiune.

Ecuațiile de funcționare ale transformatorului cu secundarul redus la primar se pot deduce în mod simplu din ecuațiile (3.11) și rezultă

$$\begin{gathered}
\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j} X_{\sigma 1} \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1} = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1}, \\
-\underline{U}_2' = R_2' \underline{I}_2' + \mathrm{j} X_{\sigma 2}' \underline{I}_2' - \underline{U}_{e2}' = \underline{Z}_2' \underline{I}_2' - \underline{U}_{e2}', \\
\underline{U}_{e1} = -\underline{Z}_m \underline{I}_{10} = \underline{U}_{e2}', \\
\underline{I}_{10} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2', \\
\underline{U}_2' = R' \underline{I}_2' + \mathrm{j} X' \underline{I}_2' = Z' \underline{I}_2',
\end{gathered} \tag{3.14}$$

în care $\underline{U}_2' = k_{12} \underline{U}_2$. Diagrama fazorială corespunzătoare se construiește ca și mai înainte, deosebindu-se de precedenta prin aceea că fazorii privind mărimile secundare sînt de același ordin de mărime ca și mărimile primare, t.e.m. $\underline{U}_{e2}'$ fiind chiar egală cu $\underline{U}_{e1}$.

Pentru că în schema electrică a transformatorului cu secundarul redus la primar (fig. 3.10, *a*) între punctele 1—2 și 1'—2' intervine aceeași diferență de potențial $\underline{U}_{e1}$, ele se pot uni, rezultînd schema electrică echivalentă reprezentată în figura 3.10, *b*.

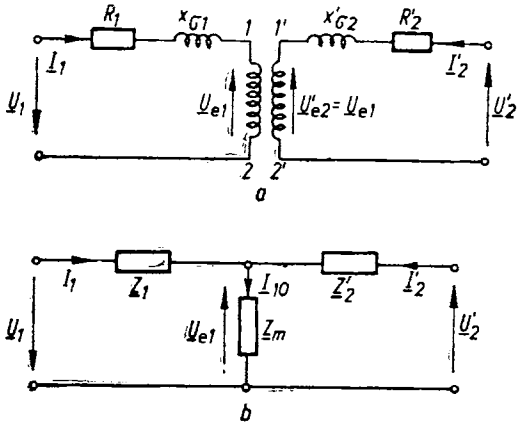


Fig. 3.10. Schema transformatorului cu secundarul redus la primar :
a — electrică; *b* — echivalentă, în T.

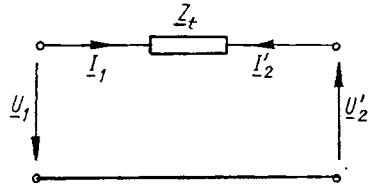


Fig. 3.11. Schema electrică echivalentă simplificată.

Schema echivalentă din figura 3.10, *b*, numită și schema în T datorită modului în care sînt dispuse impedanțele $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2'$ și $\underline{Z}_m$, se poate deduce și direct din ecuațiile (3.14) eliminînd pe rînd pe $\underline{U}_{e1}$, $\underline{U}_2'$, $\underline{I}_{10}$ și $\underline{I}_2'$, după care rezultă ecuația

$$\underline{U}_1=\underline{I}_1\left[\underline{Z}_1+\frac{1}{\frac{1}{\underline{Z}_m}+\frac{1}{\underline{Z}_2'+\underline{Z}'}}\right], \tag{3.15}$$

care definește tocmai circuitul echivalent reprezentat.

La funcționarea cu sarcini suficient de mari, apropiate de cea nominală (sau egală cu ea), mai ales la transformatoarele moderne cu miez executat din tole laminate la rece, curentul I_{10} este neglijabil în raport cu curenții I_1 și I_2'. În asemenea cazuri ramura transversală din schema echivalentă se poate considera întreruptă (impedanța $\underline{Z}_m$ — infinită), rezultînd schema echivalentă simplificată reprezentată în figura 3.11, în care

$$\underline{Z}_t=R_1+R_2'+\mathrm{j}\,(X_{\sigma 1}+X_{\sigma 2}')=R_t+\mathrm{j}X_t \tag{3.16}$$

este impedanța echivalentă a transformatorului.

Ecuația definitorie a acestei scheme :

$$\underline{U}_1=\underline{Z}_t\underline{I}_1-\underline{U}_2'=R_t\underline{I}_1+\mathrm{j}X_t\underline{I}_1-\underline{U}_2', \tag{3.17}$$

rezultă din (3.15), dacă se consideră că $Z_m=\infty$. Diagrama fazorială simplificată, numită și a lui Kapp, este reprezentată în figura 3.12.

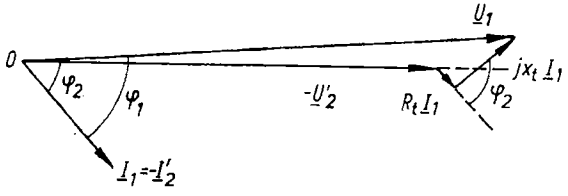


Fig. 3.12. Diagrama fazorială simplificată (Kapp).

3.4. TRANSFORMATORUL TRIFAZAT

3.4.1. CONEXIUNILE ÎNFĂŞURĂRILOR. GRUPE DE CONEXIUNI

Transformatorul trifazat fiind un ansamblu de trei transformatoare monofazate cu înfăşurări identice, cele două înfăşurări trifazate ale sale sînt înfăşurări simetrice.

Cele trei faze de IT se conectează în stea, cu nul izolat sau cu nul scos (simbol Y sau Y_0), sau în triunghi (simbol D); la înfăşurările de JT, pe lîngă conexiunile stea (simbol y sau y_0) şi triunghi (simbol d) se mai foloseşte şi *conexiunea zigzag* (z_0). În cazul acestei conexiuni spirele de pe coloane aparţinînd joasei tensiuni sînt divizate în două părţi egale; capătul de sfîrşit al fiecărei primei jumătăţi de bobinaj se leagă cu capătul de sfîrşit al celei de a doua jumătăţi de bobinaj de pe coloana următoare, trei dintre capetele înfăşurării rămase libere legîndu-se între ele (fig. 3.13, *a*).

La o tensiune de linie dată, cea mai economică este conexiunea stea, la care tensiunea pe fază U_f este de $\sqrt{3}$ mai mică decît tensiunea înlănţuită U_l. Conexiunea triunghi, la care $U_f = U_l$, necesită, pentru crearea aceluiaşi flux un număr de spire $N_d = \sqrt{3}\, N_y$, deci o cantitate de material izolant cu 73% mai mare. Conexiunea zigzag necesită, şi ea, un număr sporit de spire faţă de conexiunea stea şi anume $N_z = \frac{2}{\sqrt{3}} N_y$ (la acelaşi număr de spire pe coloană $U_z = \frac{\sqrt{3}}{2} U_y$, aşa cum demonstrează figura 3.13, *b*).

Deşi mai costisitoare, conexiunea triunghi se foloseşte în acele situaţii în care conexiunea stea ar introduce neajunsuri (care vor fi detaliate) în funcţionarea transformatorului. În ceea ce priveşte conexiunea zigzag, ea se utilizează la transformatoarele de distribuţie datorită proprietăţii ei de a asigura o funcţionare corespunzătoare a transformatorului la sarcini nesimetrice.

Ansamblul conexiunilor pe partea de IT şi de JT defineşte *schema de conexiuni* a transformatorului. În funcţie de combinaţiile care se pot realiza rezultă următoarele scheme de conexiuni: Yy, Yd, Yz_0, Dy, Dd şi Dz_0. Dacă nulul conexiunii stea este scos la borne, simbolului Y(y) i se asociază indicele zero.

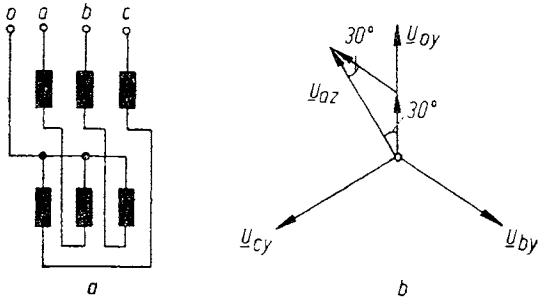


Fig. 3.13. Schema de conexiune în zigzag cu situaţia comparativă a tensiunilor în raport cu conexiunea stea.

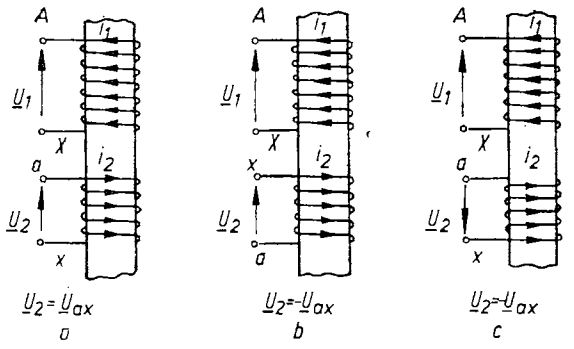


Fig. 3.14. Explicativă privind dependența fazorilor tensiunii la borne de notația bornelor și sensul de înfășurare a bobinajelor.

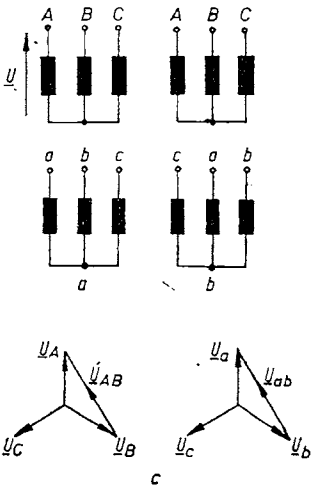
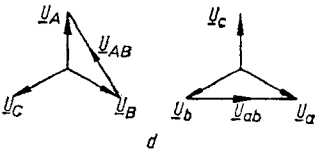


Fig. 3.15. Schema electrică a grupelor de conexiuni : *a* — Yy—12; *b* — Yy—4 și situația comparativă a tensiunilor.



Convenind să considerăm drept pozitive, de exemplu, tensiunile îndreptate de la sfîrșitul fazei spre începutul ei, tensiunile la bornele bobinelor de IT și de JT plasate pe aceeași coloană pot fi în fază sau în opoziție după cum, la același sens de înfășurare, notația bornelor este aceeași (fig. 3.14, *a*) sau inversă (fig. 3.14, *b*), respectiv dacă la aceeași notație a bornelor sensul de înfășurare al celor două bobine este diferit (fig. 3.14, *c*).

Pe de altă parte, la înfășurările trifazate pot interveni și permutări relative a notației bornelor (fig. 3.15, *b* față de fig. 3.15, *a*).

Rezultă că schema de conexiuni nu definește în mod univoc situația înfășurărilor unui transformator trifazat. Din acest motiv a fost necesară introducerea unei noi noțiuni, aceea de *grupă de conexiuni,* care pe lîngă indicarea celor două conexiuni folosite precizează și defazajul dintre tensiunile înlănțuite omoloage de pe partea de IT și respectiv de JT (considerată defazată în urmă față de tensiunea de pe partea de IT). Acest unghi de defazaj fiind totdeauna multiplu de 30°, simbolizarea grupei de conexiuni se face printr-un număr care, înmulțit cu 30°, reprezintă unghiul de defazaj respectiv.

Considerînd același sens de înfășurare pentru cele două înfășurări, transformatorul cu fazele notate și conectate ca în figura 3.15, *a* se caracterizează prin tensiuni de fază și înlănțuite omoloage sinfazice (v. figura 3.15, c), respectiv defazate între ele cu unghiul 360°. Ca urmare, sub aspectul schemei electrice a înfășurărilor, acest transformator face parte din grupa de conexiuni Yy—12. În cazul transformatorului avînd fazele notate și conectate ca în figura 3.15, *b* unghiul de defazaj între tensiunile omoloage este 120° (v. fig. 3.15, *d*) ; grupa de conexiuni din care face parte acest transformator este, în consecință, Yy—4.

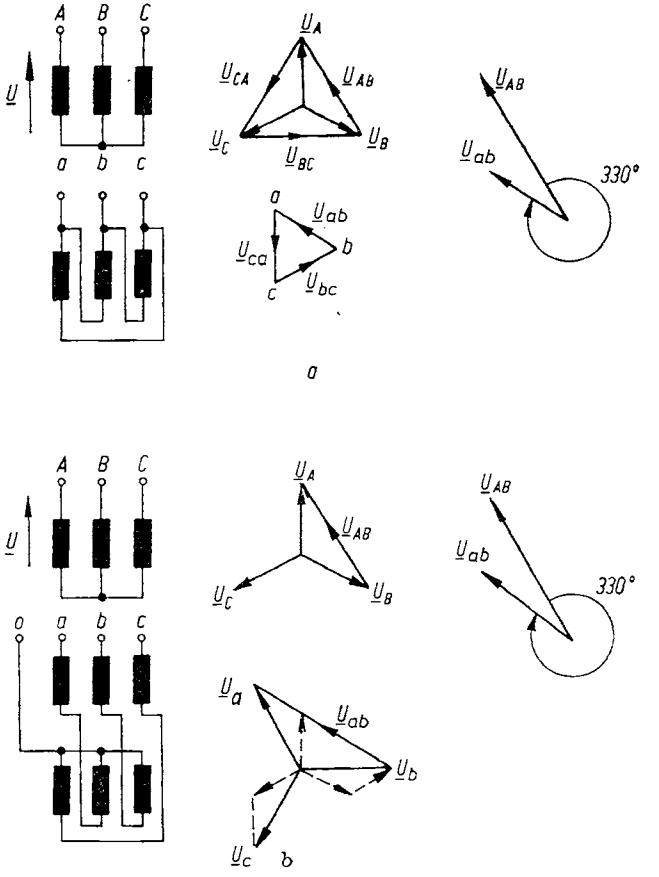


Fig. 3.16. Schema de conexiuni și situația tensiunilor în cazul:

a — grupei de conexiuni Yd—11; *b* — Y_{z_0}—11.

Grupele de conexiuni Yy—6 și Yy—10 se obțin dacă se schimbă între ele notațile privind bornele de început și de sfîrșit, sau sensul de înfășurare a uneia dintre cele două înfășurări.

În figura 3.16 sînt prezentate schemele de conexiuni și modul de stabilire a grupei de conexiuni pentru cazul a două transformatoare aparținînd grupelor de conexiuni Yd—11 și Yz_0—11. În figura 3.16, *a*, pentru a obține tensiunea $\underline{U}_{ab}$ se parcurge bobinajul de pe coloana II în sens negativ, adică tensiunea $\underline{U}_{ab}$ este în opoziție cu $\underline{U}_B$; în figura 3.16, *b*, pentru a obține tensiunea fazei *a*—*x* (de la nul spre borna de intrare) se parcurge întîi semiînfășurarea de JT de pe coloana II, în sens negativ, apoi semiînfășurarea de pe coloana I, în sens pozitiv, rezultînd tensiunea $\underline{U}_a$ ș.a.m.d.

Ca regulă, se poate stabili că în cazul conexiunilor identice pe partea de IT și de JT se obțin grupe de conexiuni pare, iar în cazul conexiunilor diferite — grupe de conexiuni impare ; face excepție, schema de conexiuni Dz_0, la care grupele de conexiuni rezultă pare.

Grupa de conexiuni de care aparține transformatorul prezintă importanță atunci cînd se pune problema legării lui în paralel cu alte transformatoare, întrucît funcționarea în paralel a transformatoarelor este posibilă doar în cazul cînd ele fac parte din aceeași grupă de conexiuni (v. § 3.6.1).

Cele mai răspîndite grupe de conexiuni sînt :

a) *Yy—12 (6),* folosite la transformatoarele urcătoare de tensiune, în centrale și coborîtoare de tensiune pentru distribuție de forță ;

b) *Yd—11 (5),* care prezintă interes la transformatoarele principale din centrale și substațiile mari ;

c) Yz_0*—11 (5),* care se utilizează la transformatoarele de distribuție coborîtoare de tensiune, pentru iluminat, la puteri sub 160 kVA ;

d) Dy_0*—11 (5),* întrebuințate la puteri mai mari de 160 kVA, la transformatoare de distribuție cu sarcini mixte, trifazate și monofazate.

Scoaterea nulului la conexiunea Y se practică numai dacă anumite necesități impun acest lucru, întrucît mărește costul instalației.

3.4.2. FUNCȚIONAREA TRANSFORMATORULUI TRIFAZAT ÎN SARCINĂ SIMETRICĂ. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE

Funcționarea în sarcină simetrică a transformatorului trifazat corespunde situației în care la bornele secundarului transformatorului, executat cu înfășurări simetrice și alimentat pe partea primară cu un sistem trifazat simetric de tensiuni, sînt conectați numai consumatori trifazați simetrici.

În acest caz fazele transformatorului se încarcă în mod egal și curenții și tensiunile primare și secundare formează sisteme trifazate simetrice (dacă transformatorul este format din trei unități monofazate identice distincte) sau practic simetrice (la transformatoarele cu un singur miez).

Explicația faptului că nesimetria magnetică a miezurilor bloc (unice) nu influențează esențial fluxurile din coloanele transformatorului este aceea că această nesimetrie atrage după sine doar deformarea sistemului trifazat de solenații de magnetizare rezultante ale celor trei faze, solenații a căror valoare este mică în raport cu solenațiile secundare. De exemplu, în cazul unui transformator cu miez în trei coloane nesimetric, consecința nesimetriei miezului este următoarea : curentul de mers în gol (care reprezintă valoric curentul de magnetizare rezultant) este ceva mai mare în fazele primare plasate pe coloanele laterale decît curentul prin faza primară dispusă pe coloana mediană (căreia nu-i corespund porțiuni de jug). Pentru că curenții de mers în gol, pentru fiecare fază în parte, sînt mult mai mici decît curenții secundari corespunzători $\underline{I}'_2$, cînd aceștia formează un sistem simetric și curenții $\underline{I}_1 = \underline{I}'_2$ constituie practic un sistem trifazat simetric de curenți.

Curenții și tensiunile transformatorului trifazat formînd sisteme trifazate simetrice, rezultă că pentru studiul funcționării transformatorului respectiv, în sarcină simetrică, este suficient să se considere o singură fază primară și secundară omoloage ; fenomenele în celelalte două faze sînt aceleași, doar că tensiunile, curenții etc. sînt defazați cu 120° respectiv 240° față de cele din faza de referință.

Rezultă că la sarcină simetrică ecuațiile, diagramele fazoriale și schemele echivalente stabilite pentru transformatorul monofazat sînt valabile și pentru o fază primară și faza secundară omoloagă a transformatorului trifazat. Singura observație este aceea că întrucît ecuațiile, schemele echivalente etc. ale transformatorului monofazat se referă la o fază, la studiul comportării transformatorului trifazat pe bază unei singure faze toate mărimile și parametrii trebuie considerați în consecință. Astfel, în ecuații și în diagramele fazoriale curenții trebuie să intervină ca curenți de fază, tensiunile ca tensiuni de fază etc.; dacă conexiunea înfășurării este stea trebuie deci avute în vedere curentul $I_f = I_1$ și tensiunea $U_f = \frac{U_1}{\sqrt{3}}$, dacă conexiunea este triunghi: $I_f = \frac{I_1}{\sqrt{3}}$, $U_f = U_1$ etc.

O mărime care prezintă interes la un transformator trifazat este *raportul de transformare al tensiunilor de linie* k_u; spre deosebire de raportul de transformare popriu-zis k, definit prin relația (3.12), raportul de transformare al tensiunilor transformatorului trifazat depinde nu numai de numerele de spire N_1 și N_2 ci și de schema de conexiuni de care aparține transformatorul. Astfel, pentru schema de conexiuni Yy:

$$k_u = \frac{U_{AB}}{U_{ab}} = \frac{\sqrt{3}\, U_{AX}}{\sqrt{3}\, U_{ax}} = k;$$

pentru schema de conexiuni Yd:

$$k_u = \frac{\sqrt{3}\, U_{AX}}{U_{ax}} = \sqrt{3}\, k;$$

pentru schema de conexiuni Dy:

$$k_u = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}\, U_{ax}} = \frac{1}{\sqrt{3}}\, k$$

ș.a.m.d. Factorul de reducere (raportare) a secundarului la primar rămîne însă, evident, să fie exprimat, și la transformatorul trifazat, prin raportul de transformare k sau prin inversul acestui raport.

Funcționarea corespunzătoare a transformatorului trifazat în sarcină simetrică este condiționată de alegerea unei scheme de conexiuni potrivite, funcție și de tipul miezului.

Problema se pune ca urmare a faptului că prezența conexiunii stea în primar atrage după sine imposibilitatea apariției curenților de magnetizare armonici de ordinul 3:

$$i_{A03} = \sqrt{2} I_{03} \sin 3\omega t,\ i_{B03} = \sqrt{2} I_{03} \sin 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$i_{C03} = \sqrt{2} I_{03} \sin 3\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right),$$

care fiind sinfazici nu se pot închide, fizic, prin înfășurarea conectată în stea cu nulul izolat.

Acești curenți dispar prin urmare din curba curenților de magnetizare, care devin practic sinusoidali; corespunzător saturației miezului,

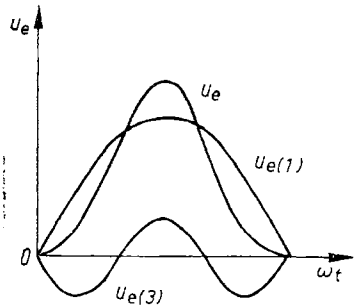


Fig. 3.17. Tensiune indusă deformată datorită armonicii de ordinul 3.

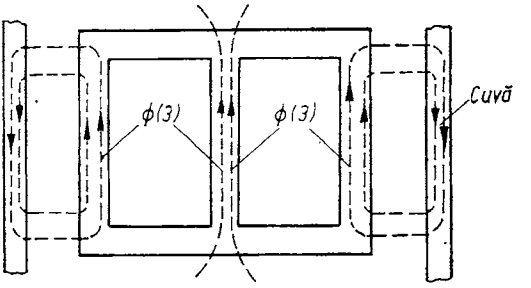


Fig. 3.18. Modul de închidere a fluxurilor armonice de ordinul 3 în cazul miezului în 3 coloane.

conform celei de a cincea ecuații (3.6), armonica de ordinul 3 apare în curba fluxurilor φ_A, φ_B, φ_C, care devin nesinusoidale. În consecință, pe lîngă tensiunile induse în faze de armonica fundamentală a fluxului apar și tensiuni armonice de ordinul 3.

Dacă conexiunea secundară este triunghi, deci fazele formează un circuit închis, tensiunile u_{e3}, sinfazice, determină apariția curentului armonică de ordinul 3 prin secundar, cîmpul de reacție corespunzător anihilînd practic fluxul inductor de ordinul 3. Rezultă că *schema de conexiuni Yd asigură o funcționare corespunzătoare*, caracterizată prin tensiuni de fază și deci și înlănțuite, respectiv curenți, sinusoidali.

În schimb, dacă conexiunea secundară este stea, fluxul armonică de ordinul 3 nefiind anihilat, tensiunile de fază se deformează devenind nesinusoidale. Situația este mai defavorabilă în cazul transformatorului cu circuite magnetice separate (prin care fluxurile armonice de ordinul 3 se pot închide prin miezuri), la care intervine o deformare puternică a curbei tensiunilor de fază, care prezintă un vîrf pronunțat (fig. 3.17), cu 45—60% mai mare decît amplitudinea fundamentalei, și o creștere cu 15—20% a valorii lor efective, ceea ce este, evident, dăunător consumatorilor monofazați conectați la bornele înfășurării secundare. Deformarea tensiunilor este mult diminuată dacă miezul transformatorului este în trei coloane, ca urmare a valorilor mult mai reduse ale fluxurilor armonice de ordinul 3, care, fiind sinfazice, sînt obligate să se închidă în principal prin aer (fig. 3.18), pe un traseu de reluctanță mare.

Din cele de mai sus se desprinde faptul că *schema de conexiuni* Y_y^0 *are neajunsul că determină deformarea curbei tensiunilor de fază;* ea poate fi folosită numai dacă transformatorul are miez în 3 coloane nesimetric, la care această deformare se încadrează în limite admisibile, fiind însă interzisă pentru transformatoarele cu 3 circuite magnetice independente.

Schemele de conexiuni D_{y_0} *și* Y_{z_0} *sînt favorabile* din punctul de vedere urmărit : prima — prin faptul că primarul în triunghi permite închiderea curenților $i_{\lambda 03}$, astfel că armonica de ordinul 3 nu mai apare în curba fluxului ; a doua — deoarece în secundarul în zigzag, datorită legării antagoniste a celor două semibobinaje care formează faza, armonica de ordinul 3 a tensiunii de fază lipsește.

După cum rezultă din analiza ecuațiilor de funcționare, modificarea încărcării pe partea secundară atrage după sine variații ale tensiunii la bornele secundare, ale curentului primar, ale tensiunilor induse etc.

Curbele care exprimă dependența diferitelor mărimi în funcție de sarcină, în condițiile de exploatare obișnuite, caracterizate prin $U_1=\text{const.}$, $f=\text{const.}$, au primit denumirea de *caracteristici de funcționare* ale transformatorului. Dintre ele un interes deosebit prezintă variația de tensiune la bornele secundare și *caracteristica exterioară* $U_2=f(I_2)$, respectiv *caracteristica randamentului* $\eta=f(P_2)$.

Variația de tensiune la bornele secundarului, de la mersul în gol la plină sarcină :

$$\Delta U_2=U_{20}-U_2 \tag{3.18}$$

respectiv valoarea ei raportată la primar

$$\Delta U_2'=U_1-U_2',$$

se poate determina pe cale grafică [8] sau analitică.

La sarcini $P_2>\frac{P_n}{3}$, curentul de mers în gol devine totdeauna neglijabil în raport cu $I_2'\cong I_1$ și deci se poate folosi diagrama fazorială simplificată (Kapp). Variația de tensiune la bornele înfășurării secundare, raportată (redusă) la primar, rezultă ca fiind (fig. 3.19).

$$\Delta U_2'=AD\cong AE=AF+FE,$$

unde D rezultă rabatînd punctul C pe direcția OA, iar punctele E și F coborînd perpendicularele pe aceeași direcție din punctele C și respectiv B Diferența dintre segmentele AD și AE, se poate neglija dat fiind valoarea foarte mică pe care o are unghiul γ. În aceste condiții,

$$\Delta U_2'\cong AF+FE=R_tI_1\cos\varphi_2+X_tI_{1n}\sin\varphi_2,$$

sau, exprimînd curentul I_1 în funcție de I_{1n}

$$\Delta U_2'=k_s(R_tI_{1n}\cos\varphi_2+X_tI_{1n}\sin\varphi_2). \tag{3.19}$$

Împărțind această egalitate cu $U_{20}'\cong U_1$ și notînd căderea ohmică, respectiv inductivă procentuală, la sarcină nominală, cu u_{an} și u_{rn}, variația la bornele secundarului, în procente, rezultă

$$\frac{\Delta U_2}{U_{20}}\cdot 100=\frac{\Delta U_2'}{U_1}\cdot 100=k_s(u_{an}\cos\varphi_2+u_{rn}\sin\varphi_2). \tag{3.20}$$

Variația de tensiune definită prin (3.20) are sens pozitiv, reprezentînd o cădere de tensiune, cînd $\sin\varphi_2>0$ (la sarcini inductive și ohmice) sau cînd $\sin\varphi_2<0$ dar de valoare mică ; ea devine însă negativă, caracterizînd creșterea de tensiune, cînd $\sin\varphi_2<0$ are valori mai importante (la sarcini cu caracter mai puternic capacitiv). Concluziile de mai sus sînt ilustrate în figura 3.20. Întrucît cele două căderi de tensiune sînt mici în domeniul normal de variație a curentului de sarcină, variația de tensiune la bornele secundarului nu depășește, chiar și în situațiile cele mai defavorabile, 3—5% din tensiunea secundară de mers în gol.

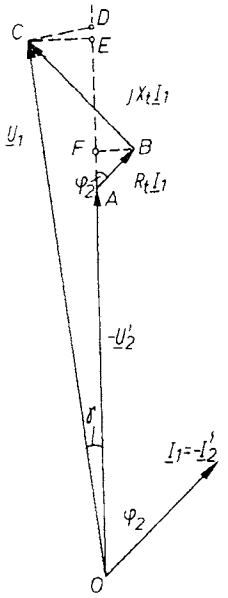


Fig. 3.19. Stabilirea variației de tensiune la bornele secundarului.

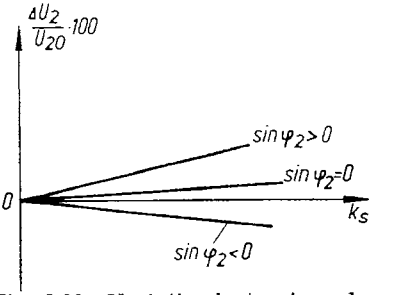


Fig. 3.20. Variația de tensiune la bornele secundare în funcție de sarcină.

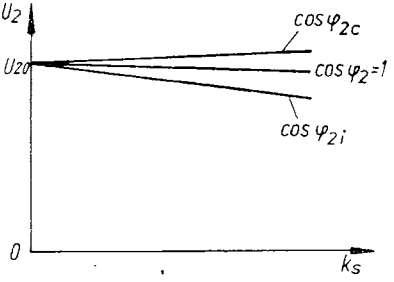


Fig. 3.21. Caracteristicile exterioare ale transformatorului.

Caracteristicile exterioare $U_2=f(I_2)$, la $U_1=\text{const.}$, $f=\text{const.}$, rezultă prin urmare de forma prezentată în figura 3.21. Ele scot în evidență proprietatea importantă a transformatorului de a asigura consumatorilor racordați la rețeaua secundară o tensiune puțin variabilă cu sarcina.

În ceea ce privește randamentul, el se exprimă sub forma

$$\eta=\frac{P_2}{P_1}=\frac{P_2}{P_2+p_b+p_{\text{Fe}}}, \tag{3.21}$$

unde p_b reprezintă pierderile prin efect Joule-Lenz din ambele înfășurări, iar p_{Fe} pierderile în fier, prin histerezis și curenți turbionari.

Pierderile în bobinaje $p_b=m_1R_1I_1^2+m_2'R_2'I_2'^2$ sînt, evident, pierderi care variază cu sarcina și pentru că $I_2'\cong I_1$ ele se pot exprima prin relația

$$p_b\cong m_1R_tI_1^2=k_s^2m_1R_tI_{1n}^2=k_s^2p_{bn}, \tag{3.22}$$

în care prin p_{bn} s-au notat pierderile în înfășurări la sarcina nominală.

În ceea ce privește pierderile în fier, în condițiile în care fluxul prin transformator nu își schimbă valoarea la modificări de sarcină, ele sînt constante, aceleași la orice încărcare.

În fine, puterea secundară P_2, transmisă consumatorilor, este

$$P_2=m_2U_2I_2\cos\varphi_2=k_sS_n\cos\varphi_2. \tag{3.23}$$

Trecerea prin maxim a curbei randamentului are loc pentru factorul de sarcină $k_s=k_{sm}$ pentru care

$$k_s^2p_{bn}=p_{\text{Fe}}. \tag{3.24}$$

Din analiza expresiei randamentului :

$$\eta = \frac{k_s S_n \cos \varphi_2}{k_s S_n \cos \varphi_2 + p_{Fe} + k_s^2 p_{bAn}} \tag{3.25}$$

rezultă concluzia că, la același factor de sarcină, randamentul se micșorează cu reducerea valorii lui $\cos \varphi_2$.

Pentru că transformatoarele (în special cele de distribuție) funcționează perioade lungi cu sarcini mai mici decît cea nominală, ele se dimensionează de obicei astfel încît $p_{Fe} < p_{bn}$. Randamentul transformatoarelor de putere este ridicat ($\eta_n > 0{,}96$), la puteri mari depășind uneori 99%.

Cele de mai sus sînt valabile în măsură egală și pentru transformatoarele monofazate (doar că $m_1 = m_2 = 1$).

3.4.4. FUNCȚIONAREA TRANSFORMATORULUI TRIFAZAT ÎN SARCINA NESIMETRICĂ

În cazul transformatoarelor de distribuție, chiar dacă receptoarele monofazate sînt repartizate uniform pe cele trei faze, functionarea în sarcină nesimetrică reprezintă un mod frecvent de lucru, dat fiind gradul de simultaneitate în funcționare subunitar al consumatorilor monofazați.

Studiul analitic al comportării transformatorului trifazat încărcat nesimetric, dacă regimul este sinusoidal, se poate face folosind metoda componentelor simetrice ([4], [9], [17] etc.). După cum este ușor de înțeles, dacă toate cele trei succesiuni de curenți din secundar se pot transmite în primar, sistemele de curenți primari și secundari omoloage se compensează reciproc (similar ca la o încărcare simetrică) și magnetizarea miezului, rezultă cea normală, corespunzătoare solenației rezultante $N_1 I_{01}$. În asemenea situații se poate merge pînă la încărcări nesimetrice de 100% fără ca prin aceasta comportarea transformatorului să sufere.

Stabilirea în primar a unor curenți de succesiune directă și inversă este totdeauna posibilă, indiferent de conexiunea primară, curenții respectivi formînd sisteme trifazate simetrice. În schimb, curenții primari omopolari pot exista numai dacă conexiunea primară este Y_0 sau D (conexiunea Y nu poate fi parcursă de curenți sinfazici).

Rezultă că prezența conexiunii Y_0 sau D în primar permite funcționarea în sarcină nesimetrică a transformatorului pînă la limite de 100%, indiferent dacă conexiunea secundară este y_0 sau z_0 ; în asemenea cazuri, din considerente economice, se preferă conexiunea secundară y_0. În figura 3.22 este reprezentat modul în care se închid fizic curenții în primar și secundar, în cazul unei încărcări nesimetrice de 100%, la un transformator aparținînd schemei de conexiuni Y_0y_0, respectiv schemei de conexiuni Dy_0.

Spre deosebire de aceste scheme, schema de conexiuni Yy_0 permite o încărcare nesimetrică doar pînă la limita de 10—20% și aceasta numai dacă miezul este de tipul în trei coloane nesimetrice. Faptul se explică prin aceea că, curenții de succesiune nulă din secundar, fără corespondenți în primar, determină în fiecare coloană cîte un flux Φ_0 care, suprapunîndu-se peste sistemul trifazat normal de fluxuri din miez, îl defor-

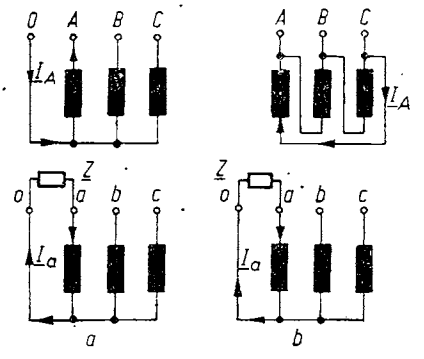


Fig. 3.22. Situația curenților la încărcarea unei faze secundare în cazul schemei de conexiuni :
a — Y_0y_0; *b* — Dy_0.

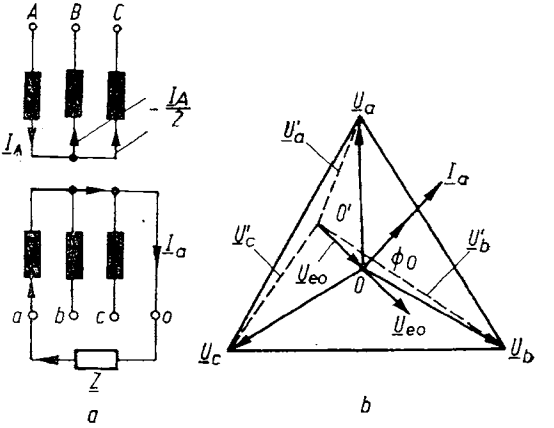


Fig. 3.23. Efectul fluxului homopolar Φ_0 :
a — asupra sistemului trifazat de tensiuni; *b* — asupra repartiției curenților în înfășurări.

mează. Intervine ca urmare, o nesimetrizare a tensiunilor de fază * (fig. 3.23, *a*), cu atît mai mare cu cît tensiunea $\underline{U}_{e0}$, respectiv fluxul Φ_0 este mai mare (din acest motiv miezurile distincte pentru cele trei faze sînt cu totul neindicate). În fine, curenții din fazele secundare și din fazele primare omoloage nu se mai găsesc în raportul corespunzător raportului de transformare *k*, rapoartele acestor curenți fiind diferit de la o fază la alta.

În figura 3.23, *b* este ilustrată situația în cazul unui transformator Yy_0 încărcat pe o singură fază. Faptul că în primar nu se pot stabili curenții homopolari se materializează, după cum se observă, prin apariția în fazele B—Y și C—Z a cîte unui curent — $\frac{I_A}{2}$, deși fazele omoloage secundare nu sînt parcurse de curenți. Nesimetria tensiunilor de fază care rezultă în acest caz depășește cu mult valoarea admisă de STAS, astfel că consumatorii care eventual s-ar conecta la cele două faze libere (unde tensiunile au crescut mult față de valorile lor nominale — v. fig. 3.23, *a*), ar fi periclitați.

Încărcarea nesimetrică a transformatoarelor avînd conexiunea primară Y, chiar pînă la 100%, este însă posibilă dacă secundarul este conectat în zigzag. Această conexiune, formată de fapt din două conexiuni în stea, permutate și legate antagonist, face ca acțiunea curenților homopolari secundari, pe fiecare coloană, să se anuleze reciproc, fără să mai fie nevoie de acțiunea primarului. Ca urmare, curenții primari fizici, rezultanți ai curenților de succesiune directă și inversă, se închid astfel prin înfășurare încît compensează în coloane efectul demagnetizant al curenților secundari, fluxurile în miez fiind cele normale. În figura 3.24 este reprezentată circulația de curent în cele două înfășurări în cazul limită al încărcării numai a unei singure faze.

---

* Triunghiul tensiunilor înlănțuite este menținut de rețea ; în aceste condiții, nesimetria tensiunilor de fază se materializează prin deplasarea nulului în poziția *O'*.

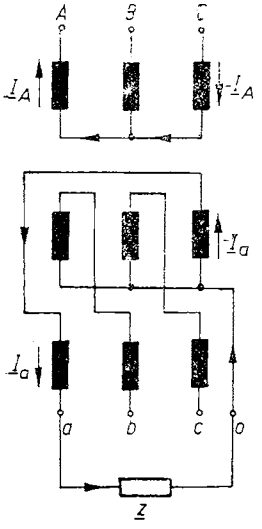


Fig. 3.24. Repartiția curenților, la încărcarea unei faze secundare, în cazul schemei de conexiuni Yz_0.

Considerentele prezentate mai sus au determinat, dealtfel, folosirea în cazul transformatoarelor de distribuție a grupelor de conexiuni Dy_0-11 și Yz_0-11, amintite în § 3.4.1.

3.5. REGIMURILE DE FUNCȚIONARE LIMITĂ. ÎNCERCAREA ÎN GOL ȘI ÎN SCURTCIRCUIT A TRANSFORMATORULUI

Regimurile de funcționare limită ale transformatorului corespund situațiilor în care impedanța de sarcină $\underline{Z}=\infty$ respectiv $\underline{Z}=0$.

Primul dintre aceste regimuri, denumit *regimul de mers în gol,* are loc în cazul în care, primarul fiind alimentat cu tensiune, la bornele secundarului nu este legat nici un consumator. Acest mod de funcționare intervine în practică la cuplarea transformatorului la rețeaua primară, în scopul punerii lui în funcțiune, sau în cazul în care se urmărește încercarea transformatorului în gol.

Al doilea regim limită, denumit *regimul în scurtcircuit,* intervine în situațiile în care, primarul fiind alimentat cu tensiune, bornele secundarului sînt scurtcircuitate. În cazul transformatoarelor trifazate scurtcircuitul poate fi atît simetric (trifazat) cît și nesimetric (monofazat sau bifazat). Dacă scurtcircuitul intervine în timp ce primarul este alimentat cu tensiunea nominală U_{1n}, el este un scurtcircuit de avarie, deosebit de periculos, ca urmare a curenților foarte mari care se stabilesc în înfășurări. Un alt mod de funcționare în scurtcircuit este reprezentat de așanumita încercare în scurtcircuit, la care, secundarul fiind scurtcircuitat, primarul se alimentează cu o tensiune mult mai mică decît tensiunea nominală U_{1n}, în scopul limitării curenților la valori nepericuloase.

3.5.1. REGIMUL DE FUNCȚIONARE ÎN GOL

Deoarece nu cedează putere prin secundar ($I_2=0$, $P_2=0$), la mersul în gol transformatorul absoarbe pe partea primară o putere activă P_{10} foarte mică, corespunzătoare pierderilor de putere care au loc în transformator. În consecință, *curentul de mers în gol* I_{10} are o valoare mult redusă în raport cu curenții I_1 obișnuiți în sarcină ; el are un puternic caracter inductiv, întrucît în gol transformatorul se reduce de fapt la o bobină cu miez de fier parcursă de curent.

Ecuațiile de funcționare la mersul în gol se pot deduce din ecuațiile valabile la funcționarea în sarcină făcînd particularizările : $\underline{I}_2=0$, $\underline{U}_2=\underline{U}_{20}$, $\underline{I}_1=\underline{I}_{10}$ (fluxul Φ și deci și tensiunile $\underline{U}_{e1}$ și $\underline{U}_{e2}$, după cum s-a văzut, sînt practic aceleași ca și în sarcină). Admițînd că regimul este

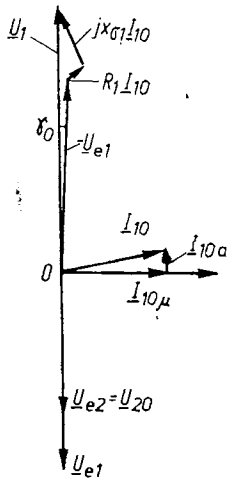


Fig. 3.25. Diagrama fazorială a transformatorului în gol.

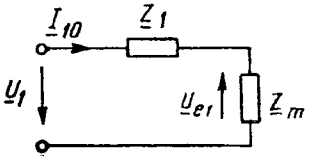


Fig. 3.26. Schema echivalentă a transformatorului în gol.

sinusoidal (considerînd pentru curentul de mers în gol numai armonica sa fundamentală), ecuațiile la mersul în gol sub formă fazorială rezultă :

$$\begin{aligned} &\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_{10} + jX_{\sigma 1}\,\underline{I}_{10} - \underline{U}_{e1} = \underline{Z}_1\underline{I}_{10} - \underline{U}_{e1}, \\ &\underline{U}_2 = \underline{U}_{e20}, \\ &\underline{U}_{e1} = -\underline{Z}_m\underline{I}_{10},\ N_2\underline{U}_{e1} = N_1\underline{U}_{e2}. \end{aligned} \tag{3.26}$$

Diagrama fazorială corespunzătoare acestor ecuații, în ipoteza că transformatorul este coborîtor de tensiune, este reprezentată în figura 3.25, iar schema electrică echivalentă rezultată din schema în T, în figura 3.26.

Prin faptul că $I_2 = 0$ și I_{10} este un curent de valoare foarte redusă, pierderile p_{b0} sînt mult mai mici decît în sarcină nominală ($p_{b0} \cong (0{,}5—0{,}45)10^{-3}\, p_{bn}$), devenind neglijabile în raport cu pierderile p_{Fe}, astfel încît

$$P_{10} = p_{Fe} + p_{b0} \cong p_{Fe}. \tag{3.27}$$

Ultima relație arată că puterea activă absorbită de transformator în gol reprezintă practic pierderile din miezul transformatorului.

3.5.2. REGIMUL DE FUNCȚIONARE ÎN SCURTCIRCUIT

În cele ce urmează ne vom referi la scurtcircuitul unui transformator monofazat și la scurtcircuitul simetric al unui transformator trifazat (cînd tensiunile $\underline{U}_2$ ($\underline{U}_2'$) ale tuturor fazelor secundare devin zero).

Ecuațiile de funcționare care caracterizează acest regim se pot obține din ecuațiile valabile la funcționarea în sarcină făcînd particularizările

$$\underline{U}_2' = 0,\ \underline{I}_1 = \underline{I}_{1sc},\ \underline{I}_2' = \underline{I}_{2sc}',\ \underline{U}_{e1} = \underline{U}_{e1sc} \text{ și } \underline{U}_{e2} = \underline{U}_{e2sc},$$

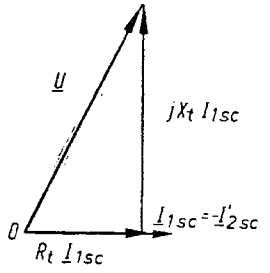


Fig. 3.27. Diagrama fazorială a transformatorului în scurtcircuit.

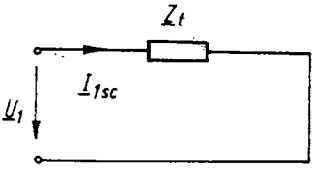


Fig. 3.28. Schema echivalentă a transformatorului în scurtcircuit.

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1 \underline{I}_{1sc} + jX_{\sigma 1} \underline{I}_{1sc} - \underline{U}_{e1sc} = \underline{Z}_1 \underline{I}_{1sc} - \underline{U}_{e1sc}, \\ \underline{U}'_{e2sc} &= R'_2 \underline{I}'_{2sc} + jX'_{\sigma 2} \underline{I}'_{2sc} = \underline{Z}'_2 \underline{I}'_{2sc}, \\ \underline{U}_{e1sc} &= \underline{U}'_{e2sc}, \quad \underline{I}_{1sc} + \underline{I}'_{2sc} \cong 0. \end{aligned} \tag{3.28}$$

Eliminînd pe rînd pe $U_{e1sc} = U'_{e2sc}$ și pe I'_{2sc}, rezultă că sistemul de ecuații (3.28) este echivalent cu ecuația

$$\underline{U}_1 = (R_1 + R'_2)\,\underline{I}_{1sc} + j\,(X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2})\,\underline{I}_{1sc}, \tag{3.29}$$

respectiv

$$\underline{U}_1 = R_t \underline{I}_{1sc} + jX_t \underline{I}_{1sc} = \underline{Z}_t \underline{I}_{1sc}.$$

Diagrama fazorială corespunzătoare funcționării în scurtcircuit este prin urmare cea prezentată în figura 3.27, care a primit și denumirea de *triunghi de scurtcircuit*. De asemenea, ecuația (3.29) permite și reprezentarea schemei electrice echivalente a transformatorului în scurtcircuit (fig. 3.28) în care, după cum se observă, intervine numai impedanța echivalentă $\underline{Z}_t$ a transformatorului. Din acest motiv, de multe ori, impedanța $\underline{Z}_t$ este numită și *impedanță de scurtcircuit*, notîndu-se și cu $\underline{Z}_{sc}$ (sau $\underline{Z}_k$); componentele sale, $R_{sc} = R_t$ și $X_{sc} = X_t$ au primit și numele de *rezistență de scurtcircuit* respectiv *reactanță de scurtcircuit*.

În cazul unui scurtcircuit de avarie curenții de scurtcircuit $\underline{I}_{1sc}$ și $\underline{I}'_{2sc} = -\underline{I}_{1sc}$ obțin valori de la 15—25 ori curenții nominali, corespunzînd tensiunii nominale U_{1n} și valorii reduse a impedanței $\underline{Z}_t$. În timpul regimului tranzitoriu care intervine la apariția scurtcircuitului, șocul maxim de curent poate atinge valori de 30—35 ori amplitudinea curentului nominal, fiind deosebit de periculos în special prin solicitările electrodinamice din transformator care îi corespund.

Scurtcircuitul de probă (de încercare) se deosebește de cel de avarie prin aceea că, tensiunea de alimentare fiind redusă la valori mult scăzute, curenții I_{1sc} și I'_{2sc} sînt de valori de ordinul de mărime al curenților de lucru obișnuiți (care nu prezintă nici un pericol), iar fluxul din transformator Φ_{sc} reprezintă doar un anumit procent din fluxul normal de la funcționarea în sarcină (v. relația (3.8), în care $\Phi_m = \dfrac{\sqrt{2}U_1}{\omega N_1}$). Tensiunea

redusă cu care se alimentează în acest caz transformatorul scurtcircuitat se notează cu $U_{1_{sc}}$ sau U_{1k} și se numește *tensiune de scurtcircuit*; valoarea lui $U_{1_{sc}}$ pentru care curenții prin cele două înfășurări rezultă egali cu cei nominali reprezintă așa-numita *tensiune de scurtcircuit nominală* $U_{1_{scn}}$. Ea reprezintă cca 4% din tensiunea U_{1n} la transformatoarele de putere pînă la 160 kVA, 6% — la cele de puteri medii, respectiv 8—12%, uneori și mai mult — la cele de puteri de ordinul MVA.

Funcționarea transformatorului în regimul de scurtcircuit de probă este definită tot de ecuațiile (3.28) sau (3.29), cu observația că $U_1 = U_{1_{sc}}$, iar curenții $I_{1_{sc}} = I_1$ și $I'_{2_{sc}} = I'_2$. Aceleași particularizări intervin și în diagrama fazorială din figura 3.27 și în schema echivalentă redată în figura 3.28.

Și la scurtcircuit, pentru că $P_2 = 0$, puterea activă $P_{1_{sc}}$ absorbită de primar corespunde pierderilor ce au loc în transformator, adică

$$P_{1_{sc}} = p_{Fe_{sc}} + p_{b_{sc}}.$$

În mod practic, $P_{1_{sc}}$ reprezintă pierderile care au loc în înfășurări: la scurtcircuit de avarie — pentru că $p_b \gg p_{bn}$ în timp ce $p_{Fe} \cong p_{Fen}$; la scurtcircuitul de probă — pentru că la fluxul redus din miez, $p_{Fesc} \cong (0{,}04—0{,}08)^2\, p_{Fen}$ sînt neglijabile în raport cu pierderile p_b corespunzătoare curenților normali de lucru.

3.5.3. DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A PRINCIPALILOR PARAMETRI ȘI MĂRIMI FUNCȚIONALE ALE TRANSFORMATORULUI

Regimurile de funcționare limită sînt folosite pentru determinarea pe cale experimentală a unor mărimi funcționale, precum și a unora dintre parametrii caracteristici.

Încercarea în gol se execută în scopul determinării pierderilor nominale în fier, a raportului de transformare, a curentului I_{10} și a unghiului de întîrziere magnetică.

În acest scop se măsoară puterea P_{10}, curentul I_{10} și tensiunile U_1 și U_{20}, pentru un număr de 5—6 valori diferite ale tensiunii primare. Schema de montaj pentru încercarea unui transformator monofazat este redată în figura 3.29, iar dependența mărimilor măsurate de tensiunea U_1, în figura 3.30.

Deoarece puterea absorbită la funcționarea în gol reprezintă practic pierderile care au loc în miezul transformatorului, iar acestea nu depind de încărcare, înseamnă că pierderile nominale în fier p_{Fen} sînt reprezentate de puterea P_{10n}, ce corespunde tensiunii $U_1 = U_n$.

De obicei, încercarea în gol se face alimentînd cu tensiune înfășurarea de joasă tensiune. În aceste condiții raportul de transformare este egal cu raportul

$$k = \frac{U_{20}}{U_1}, \tag{3.30}$$

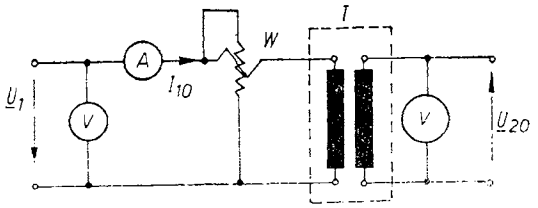


Fig. 3.29. Schema de montaj pentru încercarea în gol a transformatorului monofazat.

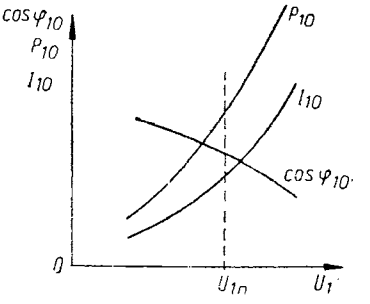


Fig. 3.30. Curbele caracteristice determinate la încercarea în gol a transformatorului.

deoarece $U_{e2}=U_{20}$, iar $U_{e1}\cong U_1$ (la curentul I_{10}, mic ca valoare, căderile de tensiune primare sînt întru totul neglijabile).

În cazul transformatoarelor trifazate, raportul de transformare k este egal cu *raportul* k_{tl} *de transformare al tensiunilor de linie* numai dacă cele două înfășurări au conexiuni identice (Yy, Dd) sau dacă schema de conexiuni este Yz. La conexiuni diferite în primar și în secundar, între k și k_{tl} există relația

$$k=\gamma k_{tl}, \qquad (3.30\ a)$$

unde $\gamma=\sqrt{3}$ sau $\frac{1}{\sqrt{3}}$, după cum schema de conexiuni este Dy sau Yd.

Determinînd pentru tensiunea $U_1=U_{1n}$ valoarea curentului nominal de mers în gol I_{10n} (la transformatoarele trifazate cu miez nesimetric: media aritmetică a celor trei curenți de fază), se pot calcula succesiv $\cos\varphi_{10n}$, $I_{10an}=I_{10n}\cos\varphi_{10n}$ și $I_{10rn}=I_{10n}\sin\varphi_{10n}$, care permit determinarea unghiului de întîrziere magnetică

$$\alpha=\text{arc tg}\frac{I_{10an}}{I_{10rn}}.$$

Dacă în regim de sarcină rolul înfășurărilor se inversează, curentul I_{10n} determinat la încercarea în gol trebuie redus la partea de înaltă tensiune $\left(I^{\star}_{10n}=\frac{I_{10n}}{k}\right)$.

Încercarea în scurtcircuit se execută pentru a stabili valoarea tensiunii de scurtcircuit nominale (care prezintă importanță la funcționarea în paralel), pierderile în înfășurări corespunzătoare diferiților curenți de sarcină și parametrii de scurtcircuit (necesari pentru cunoașterea schemei echivalente simplificate).

Mărimile care se măsoară sînt puterea P_{1sc}, curenții I_1, I_2 și tensiunea U_{1sc}, pentru diferite valori ale acesteia din urmă, pînă la limita de (1,1—1,2) U_{1scn}. Schema de montaj pentru încercarea unui transformator monofazat este cea din figura 3.31, iar forma curbelor care se obțin este reprezentată în figura 3.32. Circuitul magnetic fiind nesaturat ($U_{1sc}\ll U_{1n}$), factorul de putere este constant.

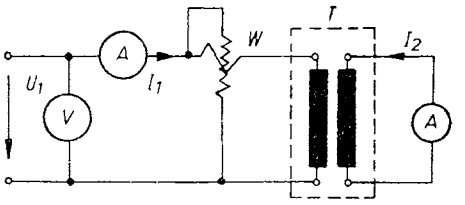


Fig. 3.31. Schema de montaj pentru încercarea în scurtcircuit a transformatorului monofazat.

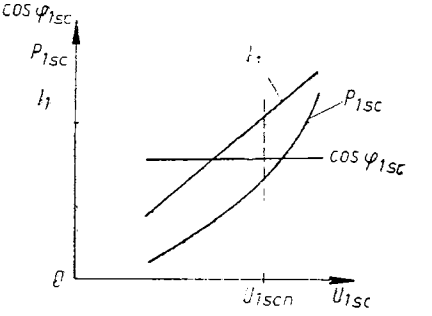


Fig. 3.32. Curbele caracteristice determinate la încercarea în scurtcircuit a transformatoarelor.

Tensiunea de scurtcircuit nominală U_{1scn} rezultă din curba $I_1=f(U_{1sc})$, corespunzînd curentului $I_1=I_{1n}$. Pierderile nominale în înfăşurări p_{bn} se determină din curba $p_{1sc}=f(U_{1sc})$, pentru $U_{1sc}=U_{1scn}$. Parametrii de scurtcircuit se stabilesc folosind relaţiile

$$Z_{sc}=Z_t=\frac{U_{1sc}}{I_1},\quad R_{sc}=R_t=\frac{P_{1sc}}{m_1 I_1^2},\quad X_{sc}=X_t=\sqrt{Z_{sc}^2-X_{sc}^2}. \tag{3.31}$$

(U_{1sc} şi I_1 fiind tensiunea, respectiv curentul de fază).

Ca şi la proba în gol, dacă în regim de lucru rolurile celor două înfăşurări se inversează faţă de încercarea în scurtcircuit, parametrii de scurtcircuit din schema echivalentă simplificată a transformatorului se obţin prin reducerea valorilor obţinute cu relaţiile (3.31) la primarul din regimul de sarcină.

3.6. FUNCŢIONAREA ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR

În general, staţiile mari de transformatoare furnizează energie cu ajutorul mai multor transformatoare conectate în paralel. Eficienţa acestei soluţii rezultă din următoarele considerente :

a) Consumatorii alimentaţi de staţie se înmulţesc în timp, pe măsură ce reţeaua electrică se dezvoltă ; instalarea de la început a unui transformator a cărui putere să acopere întreaga sarcină viitoare nu are nici o raţiune, iar înlocuirea periodică a transformatorului cu unul de putere mai mare este costisitoare.

b) Funcţionarea în paralel a mai multor transformatoare are avantajul că se asigură continuitatea alimentării cu energie a receptorilor importanţi, la defectarea unui transformator celelalte fiind capabile să suporte, total sau parţial, sarcina cerută.

c) În condiţiile unor variaţii periodice sau sezoniere ale sarcinii, în cazul cînd în staţie funcţionează mai multe transformatoare în paralel, o parte din transformatoare se pot decupla temporar, rezultînd o funcţionare mai economică a sistemului.

Legarea în paralel a transformatoarelor, respectiv funcţionarea corespunzătoare a transformatoarelor conectate în paralel sînt condiţionate de respectarea unor condiţii bine definite.

3.6.1. CONDIȚIILE DE LEGARE ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR

Pentru punerea în paralel a transformatoarelor trebuie să fie îndeplinite următoarele condiții :

1) bornele omoloage primare și secundare ale transformatoarelor ce se leagă în paralel trebuie să se conecteze la aceleași bare ;

2) transformatoarele respective trebuie să aparțină aceleiași grupe de conexiuni.

Dacă una dintre aceste condiții nu este îndeplinită, conectarea transformatorului ce se intenționează a se lega în paralel cu celelalte nu este posibilă.

În figura 3.33 este arătat modul de conectare în paralel a două transformatoare monofazate (sau a fazelor omoloage a două transformatoare trifazate). Dacă, de exemplu, bornele secundare ale transformatorului II sînt legate greșit la bare (situația reprezentată punctat), tensiunile $\underline{U}_{2I}$ și $\underline{U}_{2II}$ din circuitul închis al celor două faze secundare și al porțiunii de rețea dintre ele se însumează și se stabilește un curent

$$\underline{I} \cong \frac{2\underline{U}_2}{\underline{Z}_{2I}+\underline{Z}_{2II}},$$

apropiat de cel de scurtcircuit. Un curent corespondent apare și în circuitul primar. În această situație, protecția de supracurent intervine, decuplînd transformatoarele, nemaivorbind de eventualele avarii care pot avea loc (cel mai intens solicitat este transformatorul de putere mai mică).

Nerespectarea celei de a doua condiții are ca urmare stabilirea unor curenți importanți prin înfășurările transformatoarelor, făcînd imposibilă cuplarea transformatorului care se urmărește a se lega în paralel cu celelalte. Chiar dacă defazajul între tensiunile secundare omoloage este cel minim posibil, de 30° (fig. 3.34), corespunzător tensiunii $(\Delta U_2)' = 2\,U_1 \sin 30° = 0{,}52\,U_1$, în circuitul primar apare un curent mare, de exemplu, în cazul a două transformatoare identice, curentul

$$I \cong \frac{0{,}52U_1}{2Z_t} \cong 0{,}26 I_{1_{sc}}.$$

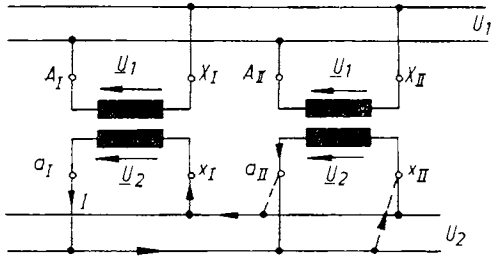


Fig. 3.33. Schema electrică a două transformatoare monofazate cuplate în paralel.

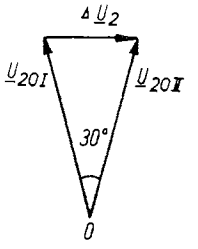


Fig. 3.34. Diagrama tensiunilor secundare a două transformatoare din grupe de conexiuni diferite cu o unitate.

Valoarea curentului I crește cu atît mai mult cu cît diferența între numerele de ordine ale schemelor de conexiuni este mai apropiată de 6.

Din considerentele de mai sus rezultă că pentru a putea lega în paralel, la rețea, un transformator și pentru a evita deranjamentele și solicitările periculoase, condițiile de legare în paralel trebuie respectate *cu strictețe*.

3.6.2. CONDIȚIILE DE FUNCȚIONARE OPTIMĂ ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR

Problema de bază care apare la funcționarea în paralel a mai multor transformatoare este aceea a asigurării unei repartiții a puterii totale cerute astfel pe cele n transformatoare ca fiecare să se încarce în aceeași proporție în raport cu puterea sa nominală. Dacă unul dintre transformatoare se încarcă proporțional mai mult decît celelalte (de exemplu : 90% față de 75%), grupul de n transformatoare nu poate fi solicitat pînă la suma puterilor lor nominale : primul transformator ajunge la puterea P_n înaintea celorlalte și încărcarea în continuare a transformatoarelor legate în paralel nu mai este posibilă, pentru că primul s-ar supraîncărca.

Pe de altă parte, transformatoarele conectate în paralel funcționează cu pierderi minime dacă, la sarcina totală solicitată, curentul furnizat de fiecare transformator este cel mai mic posibil în situația dată. Această situație are loc numai dacă curenții secundari debitați de transformatoare receptorilor sînt sinfazici, respectiv dacă nici un transformator nu este obligat să debiteze curenți de circulație interioară altor transformatoare.

Pentru satisfacerea acestor cerințe ale funcționării în cele mai bune condiții a grupului de n transformatoare trebuie să fie îndeplinite un număr de condiții practice, concrete, denumite *condiții de funcționare optimă în paralel a transformatoarelor*.

În vederea stabilirii lor ne vom limita la două transformatoare. Considerînd că regimul de încărcare este de așa natură încît curenții lor de mers în gol se pot neglija în raport cu curenții de sarcină, cele două transformatoare pot fi reprezentate prin schemele lor echivalente simplificate (fig. 3.35). Ecuațiile care definesc comportarea lor în paralel sînt :

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_{tI}\underline{I}_{1I} + \underline{Z}'\underline{I} = \underline{Z}_{tI}\underline{I}_{1I} - k_I\underline{U}_2, \\ \underline{U}_1 &= \underline{Z}_{tII}\underline{I}_{1II} + \underline{Z}'\underline{I} = \underline{Z}_{tII}\underline{I}_{1II} - k_{II}\underline{U}_2, \\ \underline{I} &= \underline{I}_{1I} + \underline{I}_{1II}, \end{aligned} \tag{3.32}$$

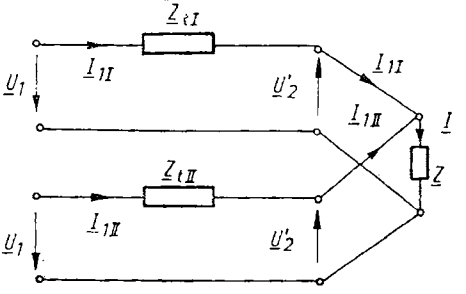


Fig. 3.35. Schema echivalentă simplificată a două transformatoare monofazate cuplate în paralel.

unde U_2 este tensiunea rețelei secundare, iar k_I și k_{II} rapoartele de transformare (sau inversele lor — dacă transformatoarele sînt urcătoare de tensiune).

Scăzînd a doua ecuație (3.32) din prima și ținînd seama de relația dintre curenți, rezultă că

$$\underline{I}_{II}=\frac{\underline{Z}_{tII}}{\underline{Z}_{tI}+\underline{Z}_{tII}}\underline{I}+\frac{(k_I-k_{II})\,\underline{U}_2}{\underline{Z}_{tI}+\underline{Z}_{tII}},$$

$$\underline{I}_{III}=\frac{\underline{Z}_{tI}}{\underline{Z}_{tI}+\underline{Z}_{tII}}\underline{I}+\frac{(k_{II}-k_I)\,\underline{U}_2}{\underline{Z}_{tI}+\underline{Z}_{tII}}. \tag{3.33}$$

Se observă că $\underline{I}_{II}$ și $\underline{I}_{III}$ au două componente. Primele componente, diferite pentru cele două transformatoare, depind de curentul de sarcină $\underline{I}$, reprezentînd contribuția celor două transformatoare la acoperirea cererii de putere a receptorului. Celelalte componente, independente de curentul $\underline{I}$, sînt egale ca valoare și de sens contrar; existente chiar în gol (cînd $\underline{I}=0$), ele reprezintă fizic unul și același curent, *curentul de circulație interioară sau de egalizare*

$$\underline{I}_e=\frac{(k_I-k_{II})\,\underline{U}_2}{\underline{Z}_{tI}+\underline{Z}_{tII}}, \tag{3.34}$$

care, dacă $k_I<k_{II}$, în circuitul secundar, este furnizat de transformatorul I transformatorului II, iar dacă $k_{II}<k_I$ este furnizat de transformatorul II primului transformator.

După cum s-a subliniat, curentul respectiv încarcă inutil transformatorul I (II), ale cărui pierderi în bobinaje cresc, determinînd la un moment dat (cînd I_{II} ajunge la valoarea I_{nII}) și limitarea posibilității de încărcare în continuare a transformatoarelor legate în paralel.

Una dintre condițiile de funcționare optimă în paralel este deci ca *rapoartele de transformare ale transformatoarelor legate în paralel să fie egale.*

Este de remarcat că I_e obține valori care nu sînt de neglijat chiar și la diferențe mici între k_I și k_{II}. De exemplu, presupunînd că transformatoarele sînt identice, că $Z_{tI}I_{1n_I}=0{,}04\,U_1$ și că k_{II} este mai mic doar cu 1% în raport cu k_I, rezultă că

$$I_e=\frac{0{,}01k_IU_2}{2\cdot 0{,}04\cdot U_1}\cdot I_{1n_I}=\frac{0{,}01I_{1n_I}}{0{,}08}=0{,}125I_{1n_I}.$$

Dacă rapoartele de transformare sînt egale, cum tensiunile $\underline{U}_1$ și $\underline{U}_2$, respectiv $\underline{U}_2'$ sînt aceleași pentru toate transformatoarele, diagramele lor fazoriale simplificate se suprapun (fig. 3.36). Prin urmare căderile de tensiune $Z_{t\lambda}\,I_{1\lambda}$ sînt egale între ele, adică

$$k_{sI}\,Z_{tI}\,I_{1n_I}=k_{sII}\,Z_{tII}\,I_{1n_{II}}$$

sau încă

$$k_{sI}\,U_{scn_I}=k_{sII}\,U_{scn_{II}}. \tag{3.35}$$

Egalitatea (3.35) arată că pentru a fi îndeplinită cerința ca transformatoarele în paralel să se încarce în aceeași proporție la un moment dat, adică pentru ca să existe egalitatea $k_{sI}=k_{sII}$, este necesar ca *tensiunile de scurtcircuit nominale ale transformatoarelor legate în paralel să fie egale.* Această concluzie reprezintă cea de a doua condiție de funcționare optimă în paralel a transformatoarelor.

Dacă tensiunile de scurtcircuit nu sînt egale, de exemplu, $U_{scnII}>U_{scnI}$, conform (3.35) $k_{sI}>k_{sII}$, adică transformatorul I se încarcă relativ mai mult decît transformatorul II ; la creșterea sarcinii, transformatorul I ajunge deci la puterea nominală înaintea celui de-al doilea, care nu mai poate fi încărcat în continuare, cu tot disponibilul de putere existent. Rezultă că în situația în care tensiunile de scurtcircuit nu sînt egale, cazul mai avantajos este acela cînd transformatorul de putere mai mică are tensiune de scurtcircuit nominală mai mare.

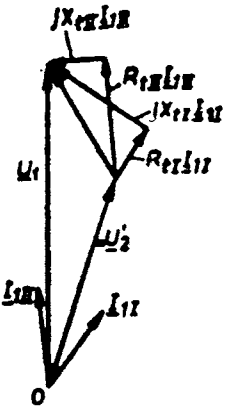


Fig. 3.36. Diagrama fazorială pentru transformatoare cu componente ale tensiunii de scurtcircuit diferite.

Căderea de tensiune $\underline{Z}_{t\lambda}\underline{I}_{1\lambda}$ este rezultanta căderii ohmice și a celei inductive, perpendiculare între ele. Condiția ca curenții $\underline{I}_{1\lambda}$ să fie sinfazici, care reprezintă astfel cea de-a treia condiție de funcționare optimă în paralel, este (v. fig. 3.36) ca și *componentele tensiunilor de scurtcircuit ale transformatoarelor legate în paralel să fie egale.* Această condiție se exprimă, de fapt, prin egalitatea

$$\frac{X_{tI}}{R_{tI}}=\frac{X_{tII}}{R_{tII}}; \tag{3.36}$$

cum raportul $\frac{X_t}{R_t}$ diferă la transformatoarele care nu au aceeași putere, rezultă că cea de-a treia condiție enunțată este echivalentă cu aceea ca *puterile nominale ale transformatoarelor să fie egale.*

Condițiile determinate mai sus sînt valabile și în cazul unui număr de $n>2$ transformatoare legate în paralel. Respectarea lor riguroasă implică, în fond, conectarea în paralel numai a transformatoarelor identice, de puteri egale și de aceeași fabricație. Este evident că în practica exploatării acest lucru este imposibil. Avînd în vedere această realitate, precum și faptul că abaterile între anumite limite de la condițiile de mai sus atrag după ele îndepărtarea în mică măsură de la comportarea optimă a transformatoarelor conectate în paralel, STAS 1703-67 admite următoarele abateri : rapoartele de transformare — cu $\pm 0{,}5\,\%$ față de raportul de transformare mediu ; tensiunile U_{scn} — cu $\pm 10\,\%$ în raport cu tensiunea de scurtcircuit nominală medie ; raportul dintre puterile nominale ale transformatorului cel mai mare și respectiv cel mai mic — cel mult 3 : 1.

Problema funcționării în paralel a transformatoarelor a constituit obiectul a numeroase lucrări de cercetare, o contribuție importantă fiind adusă și de acad. I. S. G h e o r g h i u.

3.7. TIPURI DE TRANSFORMATOARE CU CONSTRUCȚIE PARTICULARĂ SAU CU DESTINAȚIE SPECIALĂ

3.7.1. AUTOTRANSFORMATORUL

Autotransformatoarele au utilizări multiple în situațiile în care se cere modificarea tensiunii în limite restrînse, pînă la 2 : 1, reprezentînd o soluție mai economică decît transformatoarele. Ele se execută atît sub formă monofazată, cît și trifazată, fazele fiind legate în acest caz în stea. La puteri mari și foarte mari, autotransformatoarele și-au găsit întrebuințare la interconectarea rețelelor electrice de tensiuni apropiate, iar la puteri reduse și mici în diverse instalații industriale (de exemplu : de pornire a motoarelor de c.a., în radiotehnică, automatică etc.).

Din punct de vedere constructiv, autotransformatorul se deosebește de un transformator prin aceea că în loc de două înfășurări are una singură, partea de joasă tensiune fiind reprezentată de o parte din înfășurare. În figura 3.37 este reprezentată schema electrică a unui autotransformator monofazat (sau a unei faze de autotransformator trifazat) coborîtor de tensiune. După cum se observă, partea de joasă tensiune a autotransformatorului nu mai este parcursă de curentul $\underline{I}_2$ ci de un curent $\underline{I}_{BX}=\underline{I}_1+\underline{I}_2$.

Considerînd regimul sinusoidal și scriind ecuațiile de funcționare sub formă fazorială, pentru transformatorul coborîtor de tensiune din figura 3.37 rezultă

$$\begin{gathered}\underline{U}_1=\underline{Z}_{AB}\underline{I}_1+\underline{Z}_{Bx}(\underline{I}_1+\underline{I}_2)-\underline{U}_{e1},\\ -\underline{U}_2=\underline{Z}_{Bx}(\underline{I}_1+\underline{I}_2)-\underline{U}_{e2},\ \underline{U}_2=\underline{Z}\underline{I}_2,\\ \underline{U}_{e1}=-\underline{Z}_m\underline{I}_{10},\ \underline{U}_{e1}=k\underline{U}_{e2},\\ N_{AX}\underline{I}_{10}=N_{AB}\underline{I}_1+N_{Bx}(\underline{I}_1+\underline{I}_2).\end{gathered} \tag{3.37}$$

Introducînd notațiile :

$$\underline{Z}_{AB}+\underline{Z}_{BX}=\underline{Z}_1,\ \underline{Z}_{BX}=\underline{Z}_2,\ N_{AB}+N_{BX}=N_1,\ N_{BX}=N_2 \tag{3.38}$$

și observînd că la autotransformator $\underline{Z}_2'=k^2\underline{Z}_2=\underline{Z}_1$, respectiv că în cazul analizat

$$\underline{I}_1=-\frac{\underline{I}_2}{k},\ \underline{I}_2=-k\underline{I}_1, \tag{3.39}$$

ecuațiile (3.37) devin :

$$\begin{gathered}\underline{U}_1=\left(1-\frac{1}{k}\right)\underline{Z}_1\underline{I}_1-\underline{U}_{e1},\\ -\underline{U}_2=\left(1-\frac{1}{k}\right)\underline{Z}_2\underline{I}_2-\underline{U}_{e2},\ \underline{U}_2=\underline{Z}\underline{I}_2,\\ \underline{U}_{e1}=-\underline{Z}_m\underline{I}_{10},\ \underline{U}_{e1}=k\underline{U}_{e2},\\ \underline{I}_1+\frac{\underline{I}_2}{k}=\underline{I}_{10}.\end{gathered} \tag{3.40}$$

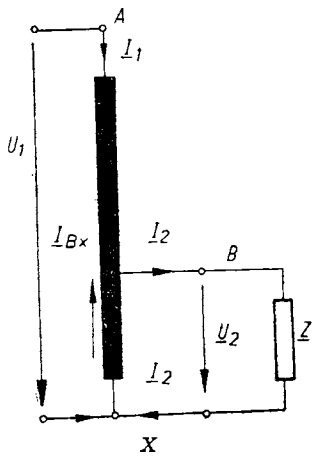


Fig. 3.37. Schema electrică a unui autotransformator monofazat coborîtor de tensiune.

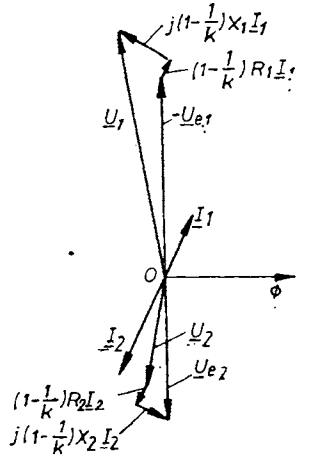


Fig. 3.38. Diagrama fazorială simplificată a autotransformatorului.

Diagrama fazorială corespunzătoare acestor ecuații, considerînd în ultima dintre ele că $\underline{I}_{10} \cong 0$, este reprezentată în figura 3.38.

În cazul cînd transformatorul este ridicător de tensiune ecuațiile se scriu în mod asemănător, ținînd seama de ceea ce reprezintă $\underline{Z}_{AB}$, $\underline{Z}_{AB} + \underline{Z}_{BX}$ etc.

Analizînd ecuațiile (3.40) se constată că ele diferă de cele ale transformatorului prin aceea că, atît în primar cît și în secundar, căderile de tensiune sînt de $\left(1-\frac{1}{k}\right)$ ori mai mici. În aceste condiții, la reducerea secundarului la primar, ecuația care caracterizează schema echivalentă simplificată va fi

$$\underline{U}_1 = \left(1-\frac{1}{k}\right)\underline{Z}_t\underline{I}_1 - \underline{U}_2' = \underline{Z}_{at}\underline{I}_1 - \underline{U}_2', \tag{3.41}$$

unde

$$\underline{Z}_{at} = \left(1-\frac{1}{k}\right)\underline{Z}_t. \tag{3.42}$$

Relația (3.41) scoate în evidență un prim avantaj al autotransformatorului, acela că el prezintă variații ale tensiunii la bornele secundarului mai reduse decît transformatorul corespondent (care funcționează cu aceleași tensiuni U_1, U_2 și cu aceiași curenți I_1, I_2).

În raport cu transformatorul, autotransformatorul prezintă și importante avantaje de ordin economic, atît sub aspectul necesarului de materiale, cît și sub acela al comportării din punct de vedere energetic.

Într-adevăr, datorită legăturii galvanice dintre partea de înaltă și de joasă tensiune, la autotransformator puterea din primar se transmite în secundar și pe cale electromagnetică și pe cale electrică. Puterea aparentă transferată pe cale electromagnetică, pentru care se dimensionează autotransformatorul, corespunde t.e.m. U_{e2} indusă în urma cuplajului magnetic și este

$$S_{at}=m_2U_{e2}I_{BX}\cong m_2U_2I_2\left(1-\frac{1}{k}\right)=\left(1-\frac{1}{k}\right)S_t, \qquad (3.43)$$

fiind mai mică de $\left(1-\frac{1}{k}\right)$ ori decît la transformator. Ca urmare, dimensiunile autotransformatorului rezultă mai mici decît cele ale transformatorului corespondent, astfel că necesarul de materiale : tole pentru miez, sîrmă de bobinaj, izolație, este mai redus.

În același timp, la solicitări electrice și magnetice egale, avînd în vedere masa mai mică de materiale active, autotransformatorul funcționează cu pierderi mai mici de aproximativ $\left(1-\frac{1}{k}\right)$ ori, deci cu un randament superior.

Față de avantajele scoase în evidență autotransformatorul prezintă și un dezavantaj, deloc neglijabil : impedanța echivalentă a autotransformatorului fiind mai mică (relația (3.42)), la un scurtcircuit de avarie curenții de scurtcircuit sînt mai mari de $\frac{k}{k-1}$ ori, determinînd solicitări mecanice și termice mai importante decît la transformator. De exemplu, la $k=2$, solicitările mecanice sînt de patru ori mai mari decît la transformator. Din acest motiv, problema consolidării mecanice a înfășurării constituie o problemă și mai dificilă decît în cazul transformatorului.

Folosirea autotransformatoarelor este limitată la rapoarte de transformare $k\leqslant 2$ datorită urmărilor grave care pot interveni la întreruperea accidentală a porțiunii *BX*, cînd tensiunea la bornele părții de JT se ridică valoarea unei tensiuni înalte.

La noi în țară construcția de autotransformatoare de putere pentru interconectarea rețelelor este concentrată la Întreprinderea Electroputere-Craiova, care fabrică autotransformatoare pînă la 400 MVA.

3.7.2. TRANSFORMATOARE PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC

Pentru a asigura aprinderea arcului electric, stabilitatea lui și realizarea unei suduri de calitate, sursa de alimentare trebuie să asigure o tensiune suficient de mare pentru a amorsa arcul electric și să aibă o caracteristică exterioară rapid căzătoare (fig. 3.39), pentru ca la variații ale arcului electric (deci ale rezistenței de sarcină) curentul de sudare să se modifice cît mai puțin.

Transformatorul și-a găsit utilizare și în acest domeniu, sub forma de transformator monofazat. Transformatoarele de sudare cu arc electric se caracterizează printr-o tensiune secundară în gol de 60—80 V și

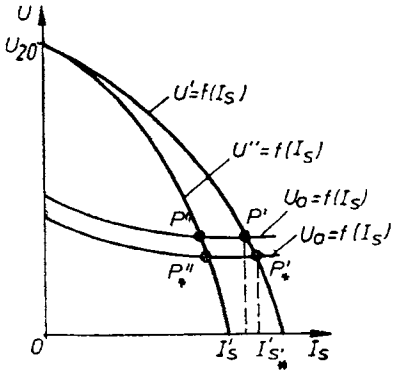


Fig. 3.39. Caracteristica exterioară a unei surse pentru sudarea cu arcul electric.

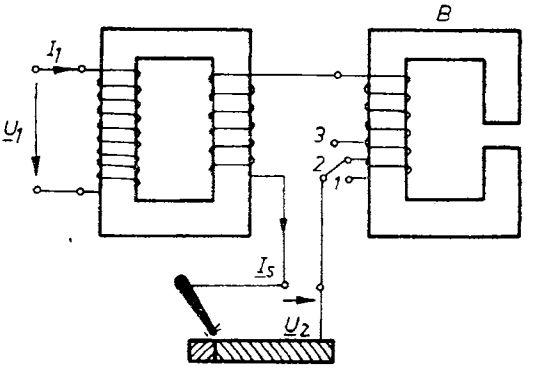


Fig. 3.40. Schema de principiu a transformatorului cu bobină reglabilă.

o impedanță $Z_t = Z_{sc}$ mărită, astfel încît tensiunea lor de scurtcircuit U_{1sc} este mai mare decît 50% din U_{1n}. Din motive privind funcționarea cu un randament bun, creșterea impedanței Z_{sc} se obține prin mărirea reactanței de scurtcircuit X_{sc}, deși prin aceasta intervine o reducere importantă a factorului de putere $\cos \varphi_1$.

Metodele prin care se realizează reactanța mărită X_{sc} sînt destul de numeroase și în funcție de ele se disting mai multe tipuri de transformatoare pentru sudare cu arc. Soluția cea mai simplă este reprezentată de *transformatorul de sudare cu bobină reglabilă separată în circuitul secundar* (fig. 3.40). În vederea reglării reactanței totale a circuitului secundar (în legătură cu reglarea curentului de sudare), bobina de reactanță este prevăzută cu un număr de prize, astfel ca prin intermediul unui comutator să se poată modifica numărul de spire al bobinei și prin aceasta reactanța suplimentară introdusă în circuitul secundar.

Un alt tip de transformator pentru sudare cu arc este cel *cu inductivitate secundară variabilă*. El rezultă prin contopirea într-o singură unitate a transformatorului propriu-zis și a bobinei de reactanță (fig. 3.41). Curentul de sudare se reglează prin modificarea întrefierului δ.

Un transformator pentru sudare cu arc foarte răspîndit este *transformatorul cu șunt magnetic* (fig. 3.42). Prezența șuntului magnetic *SM*,

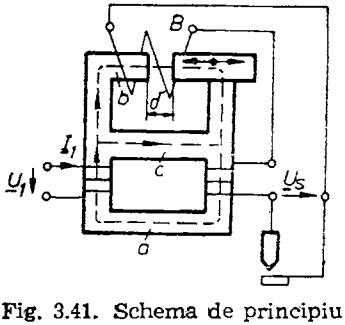


Fig. 3.41. Schema de principiu a transformatorului cu inductivitate secundară variabilă.

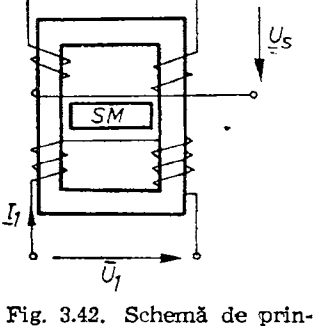


Fig. 3.42. Schemă de principiu a transformatorului cu șunt magnetic.

despărțit prin două întrefieruri de miezul propriu-zis, determină modificarea reluctanței căilor de închidere a fluxului și prin aceasta creșterea reactanței ce caracterizează transformatorul. Modificarea reluctanței de ansamblu a transformatorului și deci a reactanței, respectiv a curentului de sudare, se poate obține, de exemplu, prin rotirea șuntului magnetic sau prin modificarea suprafeței sale active (prin deplasarea lui în direcție perpendiculară pe planul desenului). Transformatorul cu șunt magnetic prezintă însă dezavantajul de a fi zgomotos, ca urmare a vibrațiilor la care este supus șuntul.

3.8. COMPORTAREA TRANSFORMATOARELOR LA UTILIZAREA LOR PENTRU ALIMENTAREA MUTATOARELOR CU SEMICONDUCTOARE

Folosirea mutatoarelor cu semiconductoare pentru alimentarea motoarelor de curent continuu de la rețeaua de curent alternativ, procedeu utilizat din ce în ce mai frecvent, implică de multe ori necesitatea includerii în schema de redresare a unui transformator electric.

Funcționarea transformatorului în cadrul instalațiilor de redresare prezintă anumite particularități, cu consecințe specifice asupra comportării și a solicitării lui electromagnetice. Pentru stabilirea lor într-o situație concretă, ne vom referi la cazul schemei de instalație trifazată, cu redresarea unei singure alternanțe, elementele semiconductoare fiind reprezentate de niște diode (fig. 3.43). Motorul de curent continuu, figurat prin rezistența circuitului său rotoric, este conectat între nulul stelei diodelor și nulul înfășurării secundare a transformatorului (fig. 3.43, *a*).

Cele trei diode D_a, D_b și D_c conduc curent, succesiv, o perioadă de timp egală cu o treime de perioadă, în intervalul în care tensiunea fazei respective este mai mare decît tensiunile celorlalte două faze. În perioada respectivă de timp fiecare dintre curenții i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} are valoarea constantă I, iar în afara acestui interval ei sînt nuli. Variația pulsatorie dreptunghiulară respectivă a curentului i_{2a} este reprezentată în figura 3.43, c.

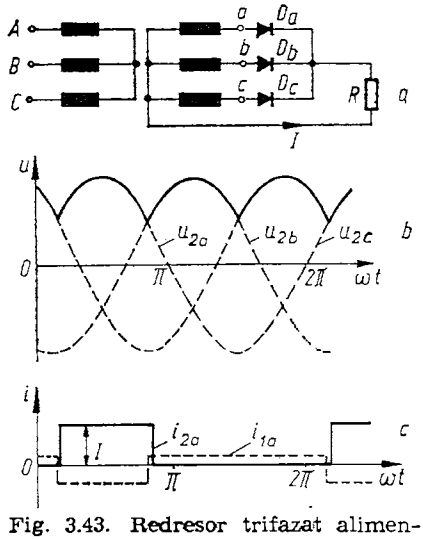


Fig. 3.43. Redresor trifazat alimentat prin transformator Yy.

Descompunerea în armonici a acestei curbe de variație arată că fiecare dintre cei trei curenți de fază prezintă o aceeași componentă continuă : $I_{20} = \frac{I}{3}$.

Avînd în vedere natura acestor componente de curenți, ele nu au curenți corespondenți în fazele primare ale transformatorului. Ca urmare a solenațiilor secundare necompensate $N_2 I_{20}$ care rezultă, în coloanele miezului transformatorului iau naștere fluxurile Φ_0 corespunzătoare, de aceeași valoare, constante, și de același sens în fiecare dintre cele trei coloane. Ca și fluxurile homopolare din cazul funcționării în sarcină

nesimetrică a transformatoarelor avînd schema de conexiuni Yy_0, fluxurile respective determină deformarea sistemului principal de fluxuri din miez.

Pentru ca această deformare — şi deci şi consecinţele negative care o însoţesc — să fie cît mai reduse, valoarea fluxurilor Φ_0 trebuie să fie limitată la valori cît mai mici. Rezultă că pentru utilizarea în instalaţiile trifazate de redresare care funcţionează după schema din figura 3.43, *a* nu sînt indicate transformatoarele cu miezuri separate, cu miez în cinci coloane sau în manta. Din acest motiv, transformatoarele trifazate folosite în asemenea cazuri sînt totdeauna transformatoare cu miez nesimetric în trei coloane.

Datorită regimului deformant în care lucrează, puterea aparentă a primarului transformatorului este diferită de cea a secundarului (mai mică), astfel încît transformatorul nu mai poate fi utilizat în aceeaşi proporţie (S_2—100%) ca şi în regim sinusoidal. Afirmaţia se poate justifica în mod simplu. Valoarea medie a tensiunii redresate pulsatorii U, tensiune care urmăreşte variaţia tensiunilor secundare de fază în intervalele de timp în care funcţionează diodele respective, este :

$$U=\frac{3}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} U_{2m}\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)=\frac{3\sqrt{3}U_2}{\sqrt{2}\pi}\cdot \tag{3.44}$$

În ceea ce priveşte curentul prin faza secundară, valoarea sa efectivă este :

$$I_2=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} I^2\mathrm{d}(\omega t)}=\frac{I}{\sqrt{3}}\,, \tag{3.45}$$

astfel că puterea aparentă a secundarului transformatorului rezultă :

$$S_2=3U_2I_2=3\frac{\sqrt{2}\pi U}{3\sqrt{3}}\frac{I}{\sqrt{3}}=\frac{\pi\sqrt{2}}{3}P_d, \tag{3.46}$$

unde prin P_d s-a notat puterea furnizată sarcinii.

Conform ecuaţiei amperspirelor, scrisă în ipoteza neglijării curentului de mers în gol, pentru fazele plasate pe prima coloană rezultă ecuaţia :

$$N_1i_{1A}+N_2i_{2a}=N_2I_{20},$$

de unde rezultă că :

$$i_{1A}=-\frac{N_2}{N_1}(i_{2a}-I_{20})=-\frac{N_2}{N_1}\left(i_{2a}-\frac{I}{3}\right); \tag{3.47}$$

curba de variaţie în timp a acestui curent este deci curba reprezentată cu linie întreruptă (fig. 3.43, *c*).

Valoarea efectivă a curentului primar este prin urmare :

$$I_1=\frac{N_2}{N_1}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}}\left(\frac{2I}{3}\right)^2\mathrm{d}(\omega t)+\int_{\frac{2\pi}{3}}^{2\pi}\left(\frac{I}{3}\right)^2\mathrm{d}(\omega t)\right]}=\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{\sqrt{2}}{3}I. \tag{3.48}$$

Pentru valoarea puterii aparente primare se obține deci :

$$S_1=3U_1I_1=3\frac{N_1}{N_2}U_2\frac{N_2\sqrt{2}}{N_1\,3}I=\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}UI=\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}P_s. \tag{3.49}$$

Rezultatele exprimate prin relațiile (3.46) și (3.49) confirmă afirmația făcută, puterea aparentă primară rezultînd :

$$S_1=S_2\sqrt{\frac{2}{3}}, \tag{3.50}$$

mai mică decît puterea aparentă S_2.

Instalațiile de redresare monofazate și trifazate în punte, utilizate și ele în numeroase cazuri, pot fi studiate în mod analog. Ele au avantajul că în secundar nu mai intervine componenta continuă I_{20}, fiind prin urmare mai favorabile decît schema analizată. Și la aceste instalații, însă, se menține dezavantajul că $S_1<S_2$.

Se poate demonstra ([11]) că, în cazul în care intervine o aprindere inversă la o diodă (o străpungere), forțele electrodinamice care apar în transformator sînt mult mai periculoase decît cele întîlnite la transformatoarele de utilizare curentă. Apare deci necesitatea ca transformatoarele folosite în instalațiile de redresare să fie consolidate mecanic într-o măsură mai mare decît transformatoarele întrebuințate în sistemul energetic.

PROBLEME

2P.1. Să se demonstreze că transformatoarele cu schema de conexiuni Yy pot aparține doar grupelor de conexiuni pare.

Rezolvare. Conexiunile pe partea de înaltă și de joasă tensiune fiind identice, defazajele dintre tensiunile înlănțuite omoloage se păstrează și între tensiunile de fază omoloage ; dar la transformatoarele trifazate, între tensiunile de fază, nu poate exista decît defazaj multiplu de 120°.

2P.2. Să se arate că în cazul transformatoarelor cu schema de conexiuni Yd se obțin grupe de conexiuni impare.

R : Se raționează similar ca la 2P.1.

2P.3. Un transformator electric trifazat de 100 kVA, avînd tensiunile la borne nominale : $U_{1n}=20\,000$ V, $U_{2n}=400$ V și schema de conexiuni Yy_0 a fost încercat în gol și în scurtcircuit. Din cele două probe s-au determinat : curentul de mers în gol $I_{10n}=5{,}5\%\ I_n$, pierderile în fier nominale $p_{Fen}=0{,}57$ kW, pierderile în înfășurări nominale $p_{bn}=2{,}1$ kW, tensiunea de scurtcircuit nominală $u_{1sc}=4\%$.

Să se determine : *a*) parametrii : R_1, R_2, X_1, X_2, R_m și X_m, știind că raportul dintre rezistența secundară redusă la primar și rezistența primară este $\xi_r=0{,}92$, respectiv că același raport pentru reactanțe este $\xi_x=1{,}08$; *b*) variația de tensiune la bornele secundarului, de la mers în gol la sarcina nominală, pentru un consumator inductiv, caracterizat prin $\cos\varphi_2=0{,}9$.

Rezolvare : a) $I_{1n}=2{,}89$ A ; $R_{sc}=83{,}81\ \Omega$; $R_1=43{,}65\ \Omega$; $R_2'=40{,}16\ \Omega$; $U_{1scn}=461{,}88$ V ; $Z_{sc}=159{,}82\ \Omega$; $X_{sc}=136{,}08\ \Omega$; $X_1=65{,}42\ \Omega$; $X_2'=70{,}66\ \Omega$;

$k_{12}=U_{1n}//U_{2n}=50$; $R_2=0{,}0161\ \Omega$; $X_2=0{,}0283\ \Omega$; $I_{10n}=0{,}159$ A ; $R_{10}=7515{,}53\ \Omega$; $X_{10}=72237{,}27\ \Omega$; $R_m=7471{,}88\ \Omega$; $X_m=72171{,}85\ \Omega$. b) $\frac{\Delta U_2'}{U_1}\cdot 100=3{,}368\%$.

2P.4. Un transformator electric trifazat are datele : $P_n=500$ kVA, $U_{1n}=20\,000$ V, $U_{2n}=400$ V, schema de conexiuni Yy, $I_{10}=5\%$ din I_{1n} ; $p_{Fen}=1\,900$ W ; $p_{bn}=8\,800$ W.

Se cere : *a*) raportul dintre pierderile în înfăşurări şi cele în fier, la proba de mers în gol, la tensiunea nominală, ştiind că $\xi_r=R_2'/R_1=0{,}95$; *b*) randamentul maxim, respectiv nominal, pentru cos $\varphi_2=0{,}9$.

R : *a*) $p_{b0}=11{,}291$ W ; $p_{b0}/p_{Fen}=0{,}0059$; *b*) $k_{sm}=0{,}465$; $\eta_{max}=0{,}982$; $\eta_n=0{,}977$.

2P.5. Un transformator trifazat de 500 kVA, cu schema de conexiuni Yd, a fost încercat în gol, fiind alimentat pe partea de joasă tensiune cu tensiunea nominală $U_{1n}=400$ V. S-au măsurat $U_{2n}=20\,000$ V, $I_{10}=0{,}043$ A.

Să se determine : *a*) raportul de transformare ; *b*) curentul de mers în gol dacă încercarea s-ar face alimentînd înfăşurarea de IT.

R.: $k=28{,}867$; $I_{10IT}=28{,}867\cdot\frac{0{,}043}{\sqrt{3}}=0{,}716$ A.

2P.6. Un transformator monofazat cu două înfăşurări, cu $U_1=1\,000$ V, are parametrii : $R_1=0{,}1\ \Omega$; $R_2=0{,}005\ \Omega$; $X_1=0{,}15\ \Omega$; $X_2=0{,}006\ \Omega$; $k_{12}=4{,}545$.

Să se determine curentul absorbit de transformator din reţea, ştiind că alimentează un consumator ohmic avînd $R=2{,}42\ \Omega$. Se neglijează curentul de mers în gol al transformatorului.

Rezolvare : $R_t=0{,}203\ \Omega$; $X_t=0{,}274\ \Omega$; $R'=50\ \Omega$; $Z_e=\sqrt{(R_t+R')^2+X_t^2}=50{,}204\ \Omega$; $I_1=19{,}919$ A.

2P.7. Un transformator monofazat cu datele : $U_{1n}=1\,000$ V, $R_1=0{,}09\ \Omega$; $R_2'=0{,}082\ \Omega$; $X_1=0{,}12\ \Omega$; $X_2'=0{,}135\ \Omega$; $k_{12}=4{,}545$, alimentează un consumator caracterizat prin : *a*) $R=0{,}4\ \Omega$; *b*) $R=0{,}4\ \Omega$ şi $X=0{,}3\ \Omega$.

Să se construiască diagrama fazorială simplificată.

R : *a*) $I_1=118{,}485$ A ; $U_2'=979{,}164$ V ; $R_t\,I_1=20{,}38$ V ; $X_t\,I_1=30{,}21$ V ; *b*) $I_1=94{,}152$ A ; $U_2'=972{,}594$ V ; $R_t\,I_1=16{,}194$ V ; $X_t\,I_1=24{,}008$ V. Cu aceste date, diagrama fazorială simplificată este definită.

2P.8. Două transformatoare trifazate de cîte 500 kVA, cu tensiunile de scurt-circuit $u_{scI}=5{,}9\%$, $u_{scII}=6\%$, funcţionează în paralel.

Să se stabilească încărcarea primului transformator dacă al doilea funcţionează la sarcina nominală.

R : $P_I=508{,}47$ kVA.

2P.9. Un autotransformator monofazat are $P_n=800$ VA ; $U_{1n}=220$ V ; $U_{2n}=110$ V ; $N_1=474$ spire.

Să se determine : *a*) numărul de spire din secundar ; *b*) curentul din porţiunea comună primarului şi secundarului (se neglijează curentul de mers în gol) ; *c*) raportul dintre pierderile în înfăşurări ale autotransformatorului şi ale unui transformator care funcţionează cu aceleaşi tensiuni şi cu aceiaşi curenţi.

R : *a*) $N_2=237$ spire ; *b*) $I_2^*=3{,}636$ A ; *c*) $R_{at}=\left(1-\frac{1}{k}\right)R_t$; $\frac{p_{bat}}{p_{bt}}=0{,}5$.

2P.10. La bornele primare ale unui autotransformator monofazat se aplică o tensiune de 6 000 V. În secundar se conectează un consumator caracterizat prin $R=100\ \Omega$, $X=40\ \Omega$. Transformatorul are $N_1=5\,000$ spire, $N_2=1\,800$ spire.

Să se determine tensiunea la borne, curentul și defazajul din secundar, în ipoteza neglijării căderii de tensiune pe autotransformator.

R : $U_{2n}=2\,160$ V ; $I_2=20{,}055$ A ; $\cos\varphi_2=0{,}928$.

4.

MAŞINA ASINCRONĂ

4.1. GENERALITĂŢI ŞI DEFINIŢII

Maşina asincronă este una dintre principalele maşini de curent alternativ şi se utilizează în principal ca motor, datorită construcţiei sale robuste, siguranţei în funcţionare, costului redus, precum şi proprietăţilor sale bune în regimul de motor : pornire simplă, caracteristici de funcţionare convenabile, posibilităţi de modificare a turaţiei şi de utilizare în scopul frînării electrice.

Din aceste motive, majoritatea acţionărilor electrice industriale în curent alternativ se realizează în prezent cu motoare asincrone.

Ca generator electric, maşina asincronă este net inferioară maşinii sincrone, principala ei deficienţă fiind aceea că, pentru a putea furniza putere electrică activă, generatorul asincron este nevoit să ia din reţea putere reactivă. Din această cauză, în principal, maşina asincronă nu se foloseşte ca generator în cadrul marilor centrale electrice. În ultimul timp, în strînsă legătură cu necesitatea dezvoltării şi a centralelor electrice de mică putere de tip hidro şi eoliene, generatorul asincron şi-a găsit o întrebuinţare în asemenea centrale, unde poate funcţiona şi la turaţie variabilă.

Prima propunere de maşină de tip asincron a fost făcută în 1885 de G. Ferraris, perfecţionări importante fiind aduse ulterior, între anii 1886—1890, de N. Tesla şi Dolivo-Dobrovolschi. În prezent, maşina asincronă se execută într-o gamă largă de puteri (de la puteri de cîţiva waţi pînă la 5 MW) ; limita puterii pentru care se pot construi maşinile asincrone, determinată de rezistenţa mecanică a rotorului, este de 12 MW pentru maşinile bipolare şi de 20 MW pentru maşinile tetrapolare.

În mod obişnuit, rolul de inductor este îndeplinit de stator, rotorul reprezentînd indusul maşinii. Excitaţia se realizează în curent alternativ ; organul colector este de tipul cu inele colectoare.

După numărul de faze ale înfăşurării statorice, maşinile asincrone se împart în *maşini monofazate* (realizate, de obicei, pentru puteri pînă la 0,5 kW) şi *maşini polifazate* — de regulă, *trifazate*.

În ţara noastră, construcţia de maşini asincrone a luat naştere abia în anii socialismului, cunoscînd remarcabile succese, obţinute într-o perioadă relativ scurtă. În prezent întreprinderile constructoare de maşini asincrone din ţară, între care : Electroputere — Craiova, I.M.E.

București, Electromotor — Timișoara, Electroprecizia — Săcele ș.a. acoperă întreaga gamă de motoare asincrone necesare economiei naționale, fiind în același timp și întreprinderi exportatoare cu renume pe plan mondial.

4.2. ELEMENTE CONSTRUCTIVE ȘI FUNCȚIONALE

4.2.1. ELEMENTE DE ORDIN CONSTRUCTIV

Elementele constructive de bază ale mașinii asincrone sînt cele caracteristice oricărei mașini electrice rotative, în construcția ei (fig. 4.1) intrînd două părți constructive fundamentale : statorul și rotorul.

Statorul se compune din carcasă, miezul feromagnetic și înfășurarea statorică. Carcasa se execută de obicei din fontă (uneori din oțel) și are rolul de suport al miezului, realizat ca miez cu poli plini, din tole de oțel electrotehnic de 0,5 mm grosime, izolate între ele (miezuri cu poli aparenți se întîlnesc numai la unele tipuri de micromotoare monofazate). Înfășurarea statorică de c.a., repartizată, este plasată în crestăturile identice, echidistante, practicate pe periferia interioară a miezului.

La mașinile de putere mică și mijlocie carcasa servește și pentru fixarea, pe cele două părți laterale, a scuturilor portlagăre.

Rotorul mașinii este format din miezul rotoric, care este fixat pe arborele mașinii și înfășurarea rotorică, legată la inele colectoare sau scurtcircuitată, prin construcție. Ca și cel statoric, miezul rotoric este cu poli plini și este confecționat din tole electrotehnice de 0,5 mm, izolate sau nu între ele. Înfășurarea rotorică, evident de tip repartizat, poate fi realizată ca și cea din stator, pentru același număr de poli și același număr de faze, sau sub formă de înfășurare în colivie. În primul caz se zice că avem de-a face cu un *motor cu inele* sau *cu rotor bobinat,* iar în al doilea — cu un *motor în colivie* sau *cu rotorul în scurtcircuit.*

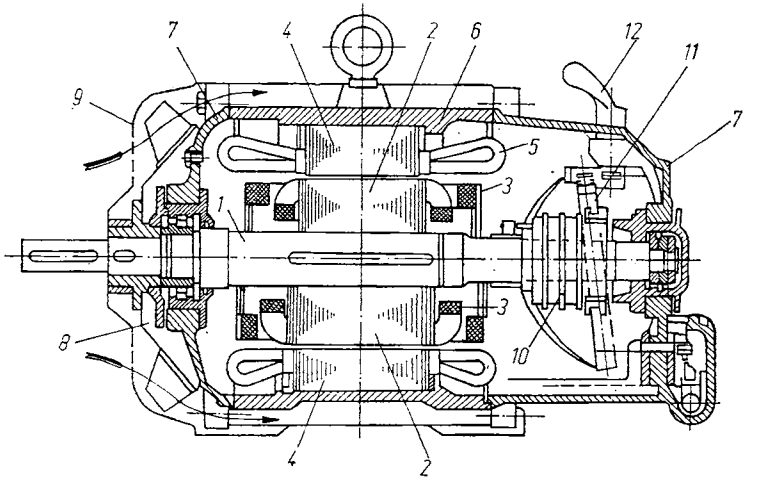


Fig. 4.1. Motorul de inducție cu rotor bobinat :
1 — arbore; *2* — miezul rotoric; *3* — înfășurarea rotorului; *4* — miezul statoric; *5* — înfășurarea statorică; *6* — carcasa; *7* — scuturile; *8* — ventilator; *9* — capacul ventilatorului; *10* — inele de contact; *11* — dispozitiv de ridicare a periilor și de scurtcircuitare a înfășurării rotorului; *12* — maneta dispozitivului *11.*

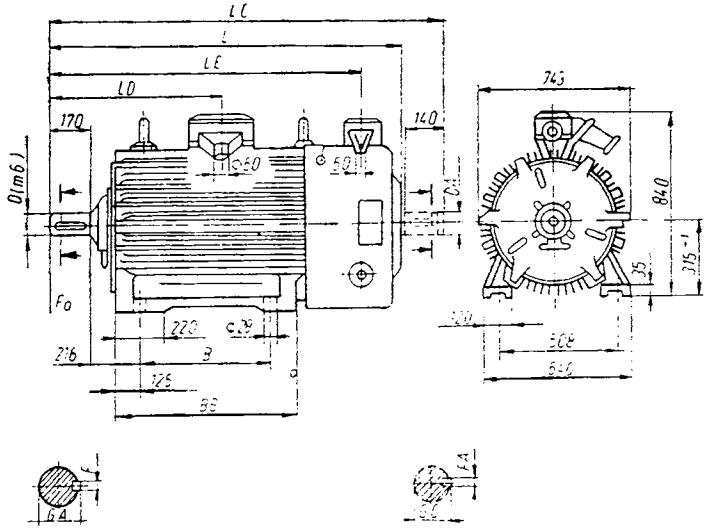


Fig. 4.2. Dimensiunile de gabarit la motoarele asincrone cu fixare prin tălpi.

La motoarele cu inele colectoare fazele înfășurării rotorului se conectează totdeauna în stea, capetele libere ale fazelor fiind legate la inelele colectoare (fixate pe arbore), pe care calcă periile colectoare. Mașinile de acest tip sînt prevăzute și cu un dispozitiv de ridicare a periilor și de scurtcircuitare a inelelor, pentru eliminarea pierderilor prin frecare între inele și perii și pentru reducerea uzurii periilor.

Înfășurările bobinate se execută, în general, din cupru, iar cele în colivie din : aluminiu turnat sub presiune — la mașinile mici și mijlocii, respectiv din cupru, bronz sau alamă — la mașinile mari.

În vederea activării aerului de răcire, majoritatea motoarelor asincrone sînt prevăzute cu un ventilator fixat, la unul dintre capete, pe arbore.

Înfășurarea statorică și cea rotorică sînt cuplate între ele numai magnetic ; pentru a asigura un cuplaj cît mai bun, mașinile asincrone se execută cu un întrefier cît mai mic ($\delta = 0{,}35$—$0{,}8$ mm, la motoarele de putere redusă și medie, doar la motoarele de putere mare întrefierul depășind 1 mm).

Puterile, tensiunile și turațiile nominale standard ale motoarelor asincrone de uz general, în serviciu continuu sînt fixate prin STAS 881-71, pentru motoarele de putere pînă la 132 kW și prin STAS 6587-68, pentru motoarele cu puteri între 160 și 1 000 kW. Posibilitățile de fixare sînt standardizate prin STAS 3988-74, iar dimensiunile de montaj (fig. 4.2) prin STAS 2755/2-74.

Datele principale ale mașinii : puterea nominală (kW), tensiunea de linie la borne (V), curentul de linie (A), turația (rot/min), factorul de putere, frecvența tensiunii de alimentare (Hz), curentul rotoric nominal (A), respectiv tensiunea între două inele (V) cînd rotorul este imobil și înfășurarea rotorică este deschisă, sînt înscrise pe o plăcuță indicatoare (un exemplu în figura 4.3), fixată pe carcasă.

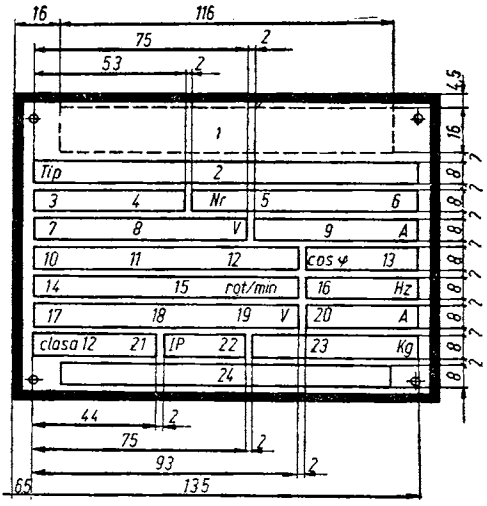


Fig. 4.3. Plăcuța indicatoare pentru o mașină asincronă conform STAS 3528-67:

1 — întreprinderea; *2* — tip; *3* — felul curentului; *4* — regimul energetic; *5* — serie de fabricație; *6* — anul; *7* — conexiunea; *8* — tensiunea; *9* — curentul; *10* — puterea nominală; *11* — unitatea de măsură a puterii; *12* — regimul de lucru; *13* — cos φ ; *14* — sensul de rotație; *15* — turația (rot/min); *16* — frecvența; *17* — la mașinile cu inele colectoare se trece „rot"; *18* — conex. rotorică; *19* — tens. rotorică; *20* — curentul rotoric; *21* — clasa de izolație; *22* — gradul de protecție; *23* — masa mașinii; *24* — standardul căruia îi corespunde mașina.

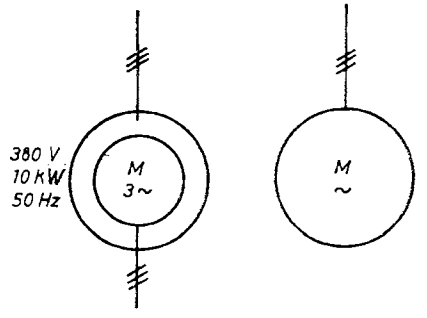


Fig. 4.4. Semne convenționale pentru mașini asincrone conform STAS 1590/5-71.

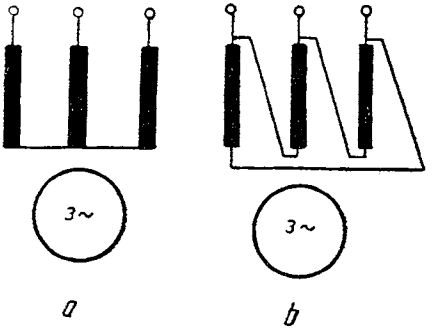


Fig. 4.5. Schemele de conexiuni întîlnite la mașinile asincrone.

Semnele convenționale folosite pentru mașinile asincrone (fig. 4.4) sînt prescrise în STAS 1590/5-71. Fazele înfășurării statorice se conectează fie în stea (fig. 4.5, *a*), fie în triunghi (fig. 4.5, *b*).

4.2.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

În cele ce urmează se expune principiul de funcționare al mașinii asincrone trifazate, particularitățile de funcționare ale motoarelor monofazate fiind tratate în § 4.7.1.

Aplicînd la bornele înfășurării trifazate din stator un sistem trifazat simetric de tensiuni, de frecvență f_1, ca urmare a curenților care se stabilesc în cele trei faze, în stator ia naștere un cîmp magnetic învîrtitor obținut pe cale electromagnetică (v. §. 1.3.3), care se rotește față de înfășurare (deci de stator) cu turația $n_1 = \frac{f_1}{p}$. Configurația acestui cîmp se reprezintă simplificat în figura 4.6.

Dacă rotorul maşinii are turaţia n, atunci turaţia relativă a cîmpului statoric faţă de rotor este

$$\Delta n = n_1 - n \; ; \qquad (4.1)$$

în fazele înfăşurării rotorice se induc, prin urmare, t.e.m. de frecvenţa

$$f_2 = \Delta n \cdot p = (n_1 - n)\, p. \qquad (4.2)$$

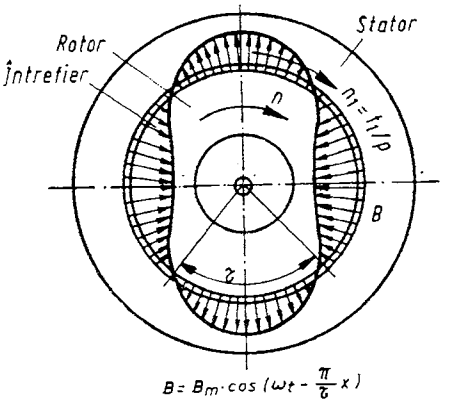


Fig. 4.6. Cîmpul învîrtitor din întrefierul unei maşini asincrone.

Aşadar, în înfăşurarea rotorului, care este un circuit electric închis, vor circula curenţi de frecvenţă f_2. Curenţii care se stabilesc în circuitul închis al înfăşurării statorice vor avea frecvenţa de alimentare f_1 ; cum numărul de perechi de poli p din rotor este acelaşi ca şi în stator, cîmpul magnetic învîrtitor creat prin intermediul înfăşurării rotorului se roteşte în raport cu această înfăşurare cu turaţia

$$n_2 = \frac{f_2}{p} = \Delta n = n_1 - n. \qquad (4.3)$$

Relaţiile (4.1) şi (4.3) arată că cele două cîmpuri : statoric şi rotoric, au aceeaşi turaţie raportată la rotor — respectiv aceeaşi turaţie n_1 faţă de un punct fix din spaţiu — fiind prin urmare fixe relativ. În aceste condiţii, cîmpul magnetic rezultant este un cîmp bine determinat şi de viteză de rotaţie fixă, constantă. Ca urmare, prin interacţiunea dintre cîmpul învîrtitor al maşinii şi curenţii din rotor, maşina este capabilă să dezvolte cuplul electromagnetic determinat, necesar pentru a echilibra cuplul la arbore.

Din cele de mai sus rezultă că maşina asincronă nu poate dezvolta cuplu decît dacă $n \neq n_1$, adică numai dacă rotorul şi cîmpul magnetic se rotesc *asincron* (de unde şi denumirea maşinii). În literatură, turaţia n_1 a primit denumirea de *turaţie sincronă,* iar viteza unghiulară care corespunde $\Omega_1 = 2\pi n_1$, aceea de *viteză unghiulară sincronă.* Prin definiţie, raportul

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} \qquad (4.4)$$

defineşte aşa-numita *alunecare* a rotorului faţă de cîmpul învîrtitor al maşinii.

Avînd în vedere relaţia (4.3) şi faptul că

$$f_1 = p n_1, \qquad (4.5)$$

rezultă că între frecvenţa curenţilor (tensiunilor) rotorici şi statorici există relaţia

$$f_2 = s f_1 \; ; \qquad (46)$$

frecvenţa f_2, dependentă de alunecarea cu care funcţionează maşina, a primit şi denumirea de *frecvenţă de alunecare.*

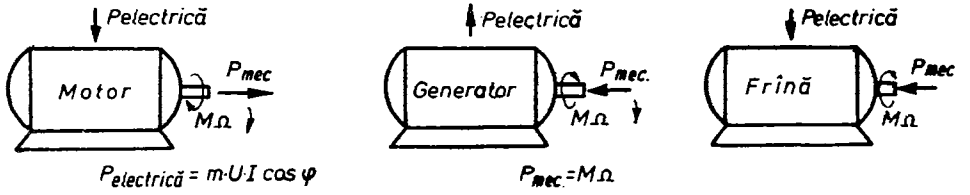


Fig. 4.7. Sensul puterilor la maşina asincronă în cele trei regimuri de funcţionare: motor, generator şi frînă.

4.3. REGIMURI DE FUNCŢIONARE

Regimurile în care poate funcţiona maşina asincronă sînt cele trei regimuri în care poate lucra orice maşină electrică rotativă şi anume de motor electric, de generator electric şi de frînă electromagnetică. Ele sînt limitate, după cum se va demonstra, de anumite valori particulare ale alunecării *s*. În figura 4.7 este redat, sub formă schematică, sensul de transformare a puterii în diferitele regimuri de funcţionare, precum şi sensul relativ al vitezei unghiulare şi al cuplului electromagnetic.

4.3.1. REGIMUL DE MOTOR

În acest regim, în care maşina furnizează putere mecanică în contul unei puteri electrice primite, cuplul electromagnetic M dezvoltat de maşină are un caracter activ (motor), fiind de acelaşi sens cu viteza unghiulară de rotire a rotorului (fig. 4.7, *a*, fig. 4.8).

La sensul considerat pentru cîmpul magnetic în figura 4.8, cuplul M impune, conform legii burghiului aplicat produsului vectorial $\bar{F}=\bar{j}\times\bar{B}$, sensurile de curent indicate. Deoarece înfăşurarea rotorului are caracter de circuit sursă, sensul curentului din laturile de bobine rotorice coincide cu sensul tensiunii induse u_e. Cum sensul acestei tensiuni este $\bar{u}_e=\bar{v}\times\bar{B}$, unde $\bar{v}$ este viteza conductoarelor respective în cîmpul magnetic, rezultă că, raportat la cîmpul învîrtitor statoric, viteza $\bar{v}$ are sens invers (fig. 4.8), adică *rotorul are o viteză unghiulară* Ω *mai mică decît viteza unghiulară* Ω_1, *a cîmpului învîrtitor*.

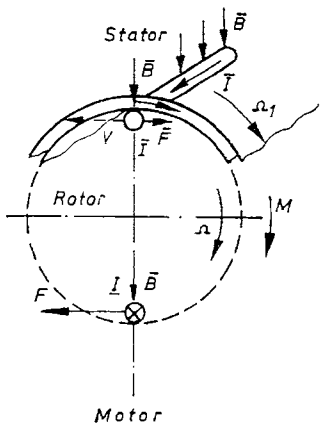


Fig. 4.8. Explicativă la regimul de funcţionare ca motor.

Maşina asincronă funcţionează prin urmare în regim de motor atunci cînd rotorul se roteşte în acelaşi sens cu cîmpul magnetic învîrtitor, cu viteza unghiulară $\Omega<\Omega_1$, adică dacă

$$\Omega_1>\Omega>0. \tag{4.7}$$

Referindu-se la relaţia (4.4), rezultă şi concluzia că regimul de motor este caracterizat prin faptul că

$$1>s>0. \tag{4.8}$$

Din puterea electrică activă P_1 primită prin stator, o parte se pierde în stator sub formă de pierderi în miezul feromagnetic (p_{Fe}) şi de pier-

deri Joule-Lenz în bobinaj (p_{bs}). Puterea care rămîne după acoperirea acestor pierderi,

$$P = P_1 - p_{Fes} - p_{bs} = M\Omega_1, \tag{4.9}$$

este transmisă prin întrefier în rotor şi reprezintă puterea electromagnetică, furnizată indusului.

În rotor, o parte din puterea P primită acoperă pierderile din rotor miezul feromagnetic (p_{Fer}), în înfăşurare (p_{br}) şi de natură mecanică şi de ventilaţie (p_{mv}). Puterea

$$P_2 = P - p_{Fer} - p_{br} - p_{mv} = M_2\Omega \tag{4.10}$$

reprezintă puterea utilă pe care maşina, prin arbore, o poate ceda, sub formă de putere mecanică, mecanismului acţionat. Bilanţul puterilor în cazul funcţionării maşinii în regim de motor este redat în figura 4.11, *a*.

În baza celor de mai sus rezultă că randamentul maşinii asincrone în regim de motor este

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - (p_{Fes} + p_{bs} + p_{Fer} + p_{br} + p_{mv})}{P_1}. \tag{4.11}$$

În regim normal de lucru, cînd $s = 0{,}01—0{,}05$, frecvenţa rotorică fiind foarte redusă ($f_2 = 0{,}5—2{,}5$ Hz), pierderile p_{Fer} sînt neglijabile în raport cu celelalte pierderi.

4.3.2. REGIMUL DE GENERATOR

Pentru ca să poată funcţiona ca generator, în regim staţionar, maşina trebuie să dezvolte un cuplu electromagnetic M pasiv (rezistent), care să echilibreze cuplul mecanic aplicat la arbore. Prin urmare, în regim de generator, cuplul M şi viteza unghiulară Ω a rotorului au sensuri inverse (fig. 4.7, *b* şi fig. 4.9).

Pentru sensul cîmpului magnetic B considerat în figura 4.9 cuplul M impune în laturile de bobine sensurile de curenţi reprezentate; tensiunile u_e avînd aceleaşi sensuri cu curenţii, înseamnă că viteza conductoarelor din rotor faţă de cîmpul magnetic trebuie să fie de sensul indicat în figură. Dar, după cum se poate deduce în mod simplu, această situaţie are loc în cazul în care *rotorul se roteşte în acelaşi sens cu cîmpul învîrtitor al maşinii cu o viteză unghiulară* Ω *mai mare decît viteza unghiulară* Ω_1, adică

$$\Omega > \Omega_1. \tag{4.12}$$

Maşina asincronă funcţionează prin urmare în regim de generator cînd

$$s < 0. \tag{4.13}$$

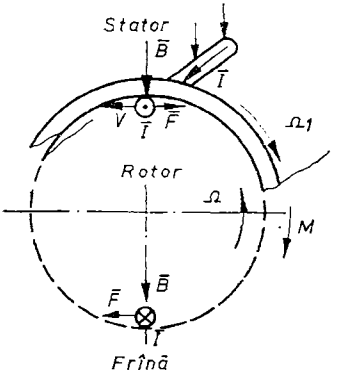


Fig. 4.9. Explicativă la regimul de funcţionare ca generator.

Puterea electromagnetică ce se transmite, în contul puterii mecanice P_1, primite prin ar-

bore, rezultă prin scăderea din P_1 a pierderilor din rotor :

$$P = P_1 - p_{Fer} - p_{br} - p_{mv} = M\Omega_1 ; \tag{4.14}$$

puterea utilă, electrică, pe care o furnizează mașina prin intermediul statorului rețelei electrice se obține scăzînd din puterea P pierderile din stator, adică

$$P_2 = P - p_{Fes} - p_{bs} = m_s UI \cos \varphi. \tag{4.15}$$

Bilanțul energetic ce caracterizează funcționarea în regim de generator este reprezentat în figura 4.11, *b*.

Randamentul cu care funcționează mașina, în regimul de generator, este prin urmare

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + p_{Fes} + p_{bs} + p_{Fer} + p_{br} + p_{mv}}, \tag{4.16}$$

în care, din aceleași considerente ca și în regimul de motor, pierderile în fierul rotoric p_{Fer} pot fi neglijate.

4.3.3. REGIMUL DE FRÎNĂ ELECTROMAGNETICĂ

Acest regim intervine în cazul în care, mașina funcționînd ca motor, în scopul frînării sistemului de acționare, se schimbă, printr-un procedeu oarecare, sensul cuplului M.

Prin aceasta, cuplul M și viteza unghiulară a rotorului Ω rezultă de sensuri inverse (fig. 4.7, *c* și fig. 4.10). Raționînd la fel ca și în cazul celorlalte două regimuri, rezultă că sensul vitezei $\bar{v}$ a conductoarelor rotorice în cîmp trebuie să fie cel indicat în figura 4.10, în condițiile în care mașina absoarbe putere electrică. Dar, această situație nu poate interveni decît dacă cuplul M și cîmpul magnetic învîrtitor au același sens.

Rezultă că funcționarea mașinii asincrone în regim de frînă electromagnetică are loc atunci cînd *rotorul se rotește cu o viteză unghiulară* Ω *în sens opus vitezei unghiulare* Ω_1 *a cîmpului,* adică

$$\Omega < 0, \tag{4.17}$$

respectiv

$$s > 1. \tag{4.18}$$

Din punct de vedere energetic, în acest regim mașina primește, prin stator, putere electrică și, de asemenea, primește putere mecanică pe la arbore, puterile respective fiind transformate în căldură în interiorul mașinii. Bilanțul puterilor, reprezentate în figura 4.11, *c*, este caracterizat prin relațiile :

$$P_{el} - p_{Fes} - p_{bs} = P = M\Omega_1, \tag{4.19}$$

$$P + P_{mec} = p_{Fer} + p_{br} + p_{mv} = Q, \tag{4.20}$$

unde Q este cantitatea de căldură produsă în rotorul mașinii. Deoarece Q este mult mai mare decît în regim nominal, funcționarea în regim de

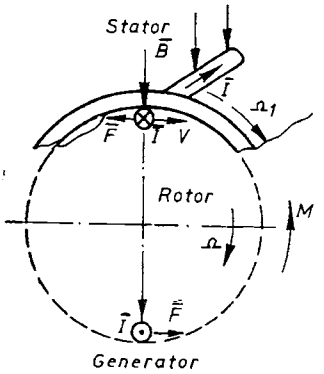
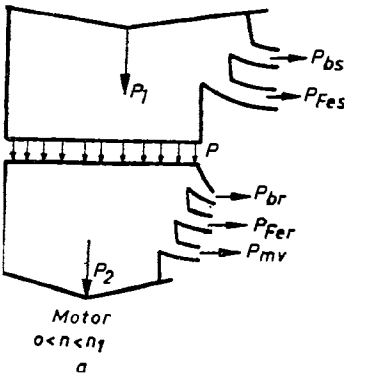


Fig. 4.10. Explicativă la regimul de funcționare ca frînă.



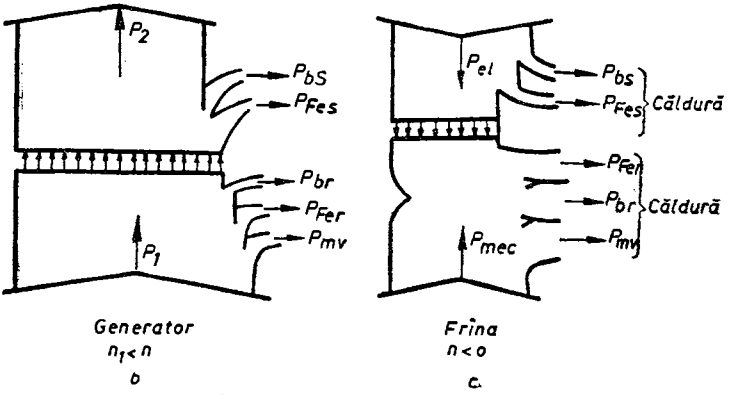


Fig. 4.11. Bilanțul puterilor la mașina asincronă.

frînă, la tensiunea nominală și fără rezistență suplimentară în rotor (cazul mașinilor cu inele colectoare) este admisă numai un timp scurt, pentru a nu suprasolicita termic mașina.

4.4. FUNCȚIONAREA ÎN REGIM DE MOTOR

Teoria mașinii asincrone se va dezvolta pentru regimul de motor, în care funcționează obișnuit acest tip de mașină ; în general, relațiile care se vor stabili sînt însă valabile și pentru regimul de generator sau de frînă, dacă se au în vedere valorile și semnul alunecării corespunzătoare regimului considerat.

4.4.1. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE. ROTORUL ECHIVALENT

Pentru fixarea ideilor, se consideră mașina asincronă trifazată reprezentată schematic în figura 4.12, în care fazele înfășurărilor s-au reprezentat concentrat în axele fazelor.

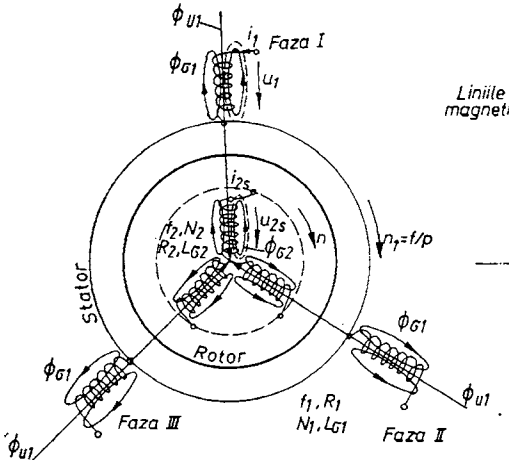


Fig. 4.12. Explicativă la stabilirea ecuațiilor mașinii asincrone.

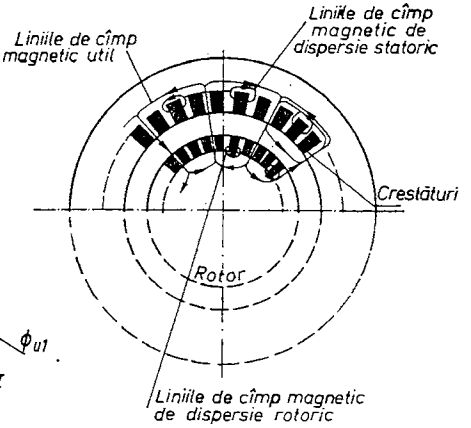

Liniile de cîmp magnetic util
Liniile de cîmp magnetic de dispersie statoric
Crestături
Rotor
Liniile de cîmp magnetic de dispersie rotoric

Fig. 4.13. Crestăturile statorice și rotorice cu înlănțuirile magnetice respective.

Ca urmare a construcției simetrice a mașinii, ecuațiile de funcționare pot fi stabilite pentru una dintre faze, pentru celelalte două ecuațiile fiind similare (între procesele din faze consecutive intervenind defazajul de $\frac{2\pi}{3}$).

Ca și la transformator, liniile cîmpului magnetic care înlănțuie ambele înfășurări constituie cîmpul magnetic util. Notînd cu φ fluxul fascicular de pulsație $\omega_1 = 2\pi f_1$, respectiv cu φ_s cel de pulsație $\omega_2 = 2\pi f_2$ (deci în raport cu rotorul), fluxurile totale utile, care înlănțuie cele N_1 și N_2 spire repartizate în crestături sînt :

$$\psi_{u1} = k_{b1} N_1 \varphi, \quad \psi_{u2} = k_{b2} N_2 \varphi_s. \tag{4.21-a}$$

Liniile de cîmp magnetic care înlănțuie *numai* înfășurarea statorică sau rotorică formează, ca și la transformator, cîmpul magnetic de dispersie statoric, respectiv rotoric (v. fig. 4.12, 4.13). Deoarece aceste cîmpuri se închid pe porțiuni de circuit cu reluctanță mare, ponderea lor este mult mai redusă decît a cîmpului util. Proporționale cu curenții care le creează, fluxurile de dispersie se pot exprima sub forma

$$\psi_{\sigma\lambda} = L_{\sigma\lambda} \cdot i_\lambda \tag{4.21-b}$$

($\lambda = 1,2$), unde $L_{\sigma\lambda}$ reprezintă inductivitatea de dispersie a fazei înfășurării λ. Este de reținut că curentul rotoric variază cu frecvența de alunecare, motiv pentru care simbolului i_2 i se va asocia și indicele s (i_{2s}).

Cu cele de mai sus rezultă că fluxurile totale ale celor două înfășurări sînt :

$$\psi_1 = \psi_{u1} + \psi_{\sigma 1} = k_{b1} N_1 \varphi + L_{\sigma 1} i_1, \tag{4.22}$$

$$\psi_2 = \psi_{u2} + \psi_{\sigma 2} = k_{b2} N_2 \varphi_s + L_{\sigma 2} i_{2s}.$$

Aplicînd legea inducției electromagnetice circuitului electric receptor al înfășurării statorice se obține ecuația

$$-\frac{d\psi_1}{dt} = R_1 i_1 - u_1, \tag{4.23}$$

unde primul membru, folosind prima relație (4.22), se poate exprima și sub forma

$$-\frac{d\psi_1}{dt} = -k_{b1} N_1 \frac{d\Phi}{dt} - L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} = u_{e1} + u_{e\sigma 1}. \tag{4.24}$$

Rezultă în final

$$u_{e1} = R_1 i_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} - u_1. \tag{4.25}$$

Procedînd la fel pentru circuitul rotoric, care are caracter de circuit sursă, se obține succesiv

$$-\frac{d\psi_2}{dt} = R_2 i_{2s} + u_{2s}, \tag{4.26}$$

$$u_{e2s} = R_2 i_{2s} + L_{\sigma 2} \frac{di_{2s}}{dt} + u_{2s}, \tag{4.27}$$

unde $u_{2s} = 0$ în cazul cînd înfășurarea rotorică este scurtcircuitată, respectiv $u_{2s} = Ri_{2s}$ în cazul mașinilor cu rotor bobinat, în circuitul căruia s-a conectat rezistența exterioară R.

Admițînd că regimul este sinusoidal, în ipoteza că $u_{2s} = 0$, ecuațiilor (4.25) și (4.27) le corespund ecuațiile sub formă fazorială

$$\underline{U}_{e1} = R_1 \underline{I}_1 + jX_{\sigma 1} \underline{I}_1 - \underline{U}_1, \tag{4.28}$$

$$\underline{U}_{e2s} = R_2 \underline{I}_{2s} + jX_{\sigma 2s} \underline{I}_{2s}, \tag{4.29}$$

unde

$$X_{\sigma 1} = \omega_1 L_{\sigma 1} \text{ și } X_{\sigma 2s} = \omega_2 L_{\sigma 2} = s\omega_1 L_{\sigma 2} \tag{4.30}$$

reprezintă reactanțele de dispersie ale celor două înfășurări.

Din cele stabilite rezultă că mașina asincronă poate fi privită, din punctul de vedere al comportării sale electromagnetice, ca un transformator generalizat care, pe lîngă transformarea tensiunilor și a curenților, realizează și transformarea frecvenței.

Valoarea tensiunii U_{e2s} din relația (4.29), conform expresiei tensiunilor sinusoidale induse într-o înfășurare de curent alternativ repartizată, este

$$U_{e2s} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_2 k_{b2} N_2 \Phi = s \cdot \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 k_{b_1} N_2 \Phi = s U_{e2}, \tag{4.31}$$

unde prin U_{e2} s-a notat t.e.m. indusă în faza rotorică la frecvența f_1, adică dacă rotorul este imobil. Relația (4.31) permite să se scrie și egalitatea

$$\underline{U}_{e2s} = s \underline{U}_{e2}. \tag{4.32}$$

Cu această observație și avînd în vedere expresia reactanței de dispersie $X_{\sigma 2s}$, prin împărțirea cu s a ecuației (4.29) rezultă ecuația

$$\underline{U}_{e2}=\frac{R_2}{s}\underline{I}_2+\mathrm{j}X_{\sigma 2}\underline{I}_2, \tag{4.33}$$

unde

$$X_{\sigma 2}=\omega_1 L_{\sigma 2} \tag{4.34}$$

este reactanța de dispersie rotorică atunci cînd rotorul este în repaus. Ecuația (4.33) scoate în evidență faptul că, sub aspectul comportării din punct de vedere electromagnetic, rotorul în rotație al mașinii asincrone, caracterizat prin parametrii R_2 și $Z_{\sigma 2s}$, poate fi înlocuit cu un *rotor echivalent,* imobil, cu parametrii R_2 și $X_{\sigma 2}$, în care fenomenele au loc cu frecvența statorică f_s. Dealtfel, din acest motiv, în (4.33), curentului $\underline{I}_2$ nu i s-a mai asociat indicele s.

Faptul că acest rotor echivalent prezintă aceeași energie electromagnetică, aceeași solenație și același defazaj între tensiunea indusă și curent ca și rotorul real în mișcare se poate deduce în mod simplu.

Prin faptul că

$$\frac{R_2}{s}=R_2+R_2\frac{1-s}{s}, \tag{4.35}$$

schema electrică a rotorului echivalent rezultă ca fiind cea reprezentată în figura 4.14 și ea arată că rotorul echivalent al mașinii asincrone poate fi asimilat cu secundarul unui transformator care are drept sarcină rezistența $R_2\frac{1-s}{s}$, variabilă cu alunecarea s. Această observație este deosebit de importantă, pentru că în aceste condiții comportarea sub aspect electromagnetic a mașinii asincrone este similară cu aceea a unui transformator și ea poate fi urmărită cu ajutorul unor ecuații, scheme electrice etc. asemănătoare.

În baza acestei concluzii, ecuațiile de funcționare care caracterizează procesele electromagnetice din mașina asincronă se pot scrie folosind ecuațiile valabile la transformator, deosebirile care intervin privind doar următoarele particularități determinate de construcția mașinii și de natura cîmpului magnetic :

a) în locul numerelor de spire N_1 și N_2 trebuie considerate produsele $k_{b1}N_1$ și $k_{b2}N_2$ (cele două înfășurări nu mai sînt concentrate ci repartizate) ;

b) în locul amperspirelor $N_1 i_1$ și $N_2 i_2$ intervin solenațiile : $\frac{4\sqrt{2}}{2\pi}m_1 k_{b1}N_1 i_1$ și $\frac{4\sqrt{2}}{2\pi}m_2 k_{b2}N_2 i_2$:

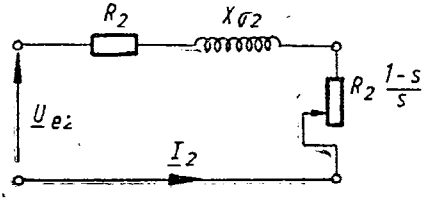


Fig. 4.14. Schema electrică echivalentă a indusului mașinii asincrone.

c) tensiunea u_2 din ecuația tensiunilor secundare de la transformator se înlocuiește cu $R_2 \frac{1-s}{s} i_2$.

Cu aceste precizări și admițînd că regimul este sinusoidal, ecuațiile de funcționare ale mașinii asincrone sub formă fazorială rezultă (v. și (3.11)) :

$$\begin{aligned}
\underline{U}_1 &= R_1 \underline{I}_1 + jX_{\sigma 1} \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1}, \\
\underline{U}_{e2} &= R_2 \underline{I}_2 + jX_{\sigma 2} \underline{I}_2 + R_2 \frac{1-s}{s} \underline{I}_2, \\
\underline{U}_{e1} &= -\underline{Z}_m \underline{I}_{10}, \\
\underline{U}_{e2} &= \frac{k_{b2} N_2}{k_{b1} N_1} \underline{U}_{e1}, \\
\underline{I}_{10} &= \underline{I}_1 + \frac{m_2 k_{b2} N_2}{m_1 k_{b1} N_1} \underline{I}_2.
\end{aligned} \tag{4.36}$$

Se observă că factorul de raportare al tensiunii induse rotorice la stator

$$k_e = \frac{k_{b1} N_1}{k_{b2} N_2} \tag{4.37}$$

și cel de raportare al curentului rotoric la stator

$$k_i = \frac{m_1 k_{b1} N_1}{m_2 k_{b2} N_2} \tag{4.38}$$

sînt egali numai la mașinile trifazate cu rotor bobinat, la care $m_1 = m_2 = 3$, fiind de valoare diferită în cazul motoarelor cu rotor în colivie (la care m_2 este egal cu numărul de bare din rotor).

Mașina asincronă comportîndu-se din punct de vedere electromagnetic ca și un transformator înseamnă că și la mașina asincronă valoarea cîmpului magnetic util este practic independentă de sarcină. Explicația constă, ca și la transformator, în anularea cîmpului demagnetizant de reacție de cîmpul creat de curentul statoric, care este cu atît mai mare cu cît I_2 are o valoare mai ridicată.

Puterea P^* consumată în impedanța de sarcină echivalentă

$$P^* = m_2 R_2 \frac{1-s}{s} I_2^2 \tag{4.39}$$

reprezintă, în cazul mașinii asincrone funcționînd ca motor, valoarea puterii mecanice totale la arbore $P_{mec} = P_2 + p_{mv}$, corespunzătoare puterii mecanice utile (transmisă mașinii de lucru) și pierderilor mecanice și de ventilație.

Ecuațiile (4.36) își mențin valabilitatea și în regimurile de generator și de frînă electromagnetică, singura deosebire fiind aceea că alunecarea s nu mai este pozitivă și subunitară, ci negativă ($s<0$) — în regim de generator, respectiv supraunitară ($s>1$) — în regim de frînă electro-

magnetică. Este, de asemenea, de observat că relația (4.39) confirmă că în regim de generator sau de frînă electromagnetică puterea mecanică este o putere absorbită (negativă).

Ecuația mișcării la funcționarea mașinii ca motor este reprezentată de egalitatea valorică a cuplului activ dezvoltat de motor și a cuplului pasiv total :

$$M = M_0 + M_2, \tag{4.40}$$

unde cuplul M_0 este cuplul de mers în gol, iar M_2 este cuplul rezistent corespunzător puterii mecanice utile P_2 transmisă mecanismului acționat.

Ca și la transformator, rotorul echivalent poate fi raportat la stator, astfel ca $U'_{e2} = k_e U_{e2} = U_{e1}$ și $I'_2 = \frac{I_2}{k_t}$. Ecuațiile mașinii cu rotorul redus la stator rezultă, în aceste condiții, ca fiind

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1}, \\ \underline{U}'_{e2} &= \underline{Z}'_2 \underline{I}'_2, \\ \underline{U}_{e1} &= -\underline{Z}_m \underline{I}_{10} = \underline{U}'_{e2} \\ \underline{I}_{10} &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2, \end{aligned} \tag{4.41}$$

în care prin $\underline{Z}_1$ și $\underline{Z}'_2$ s-au notat impedanțele

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1}, \quad \underline{Z}'_2 = \frac{R'_2}{s} + jX'_{\sigma 2} = k_e k_t \left(\frac{R_2}{s} + jX_{\sigma 2} \right) \tag{4.42}$$

(în cazul motoarelor cu rotorul bobinat, dacă în circuitul rotoric se introduce o impedanță $\underline{Z} = R + jX$, în ecuațiile de mai sus în loc de R'_2 și $X_{\sigma 2}$ trebuie considerați parametrii $R'_2 + R'$ și $X'_{\sigma 2} + X'$).

Considerînd tensiunea de alimentare $\underline{U}_1$ ca dată, prin rezolvarea sistemului de ecuații (4.41) rezultă că

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \frac{\underline{Z}_m + \underline{Z}'_2}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_m + \underline{Z}'_2 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m)} \underline{U}_1, \\ \underline{I}'_2 &= -\frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_m + \underline{Z}'_2 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m)} \underline{U}_1, \\ \underline{U}_{e1} &= -\frac{\underline{Z}_m \underline{Z}'_2}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_m + \underline{Z}'_2 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m)} \underline{U}_1, \\ \underline{I}_{10} &= \frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_m + \underline{Z}'_2 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m)} \underline{U}_1. \end{aligned} \tag{4.43}$$

4.4.2. SCHEME ECHIVALENTE. DIAGRAMA FAZORIALĂ

Pe baza sistemului de ecuații (4.41) rezultă, la fel ca la transformator, *schema electrică echivalentă în T* a mașinii, reprezentată în figura 4.15. Pe baza acelorași ecuații, se poate deduce și *schema electrică echivalentă*

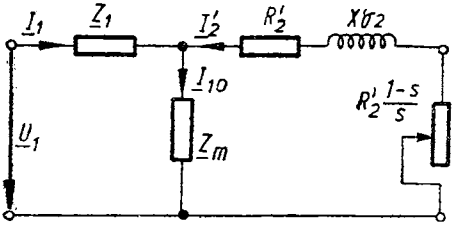


Fig. 4.15. Schema echivalentă în T a mașinii asincrone.

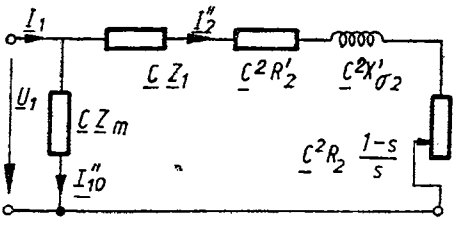


Fig. 4.16. Schema echivalentă în L a mașinii asincrone.

cu circuitul de magnetizare scos la borne sau în L, redată în figura 4.16. Constanta complexă $\underline{C}$ este

$$\underline{C}=1+\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m}\cong 1+\frac{X_{\sigma 1}}{X_m},$$

valoarea ei obișnuită fiind $C=1{,}02—1{,}05$.

Diagrama fazorială corespunzătoare ecuațiilor (4.41) este dată în figura 4.17 ; ea se construiește ca și la transformator, cu observația că $\underline{U}'_2=0$, iar căderea de tensiune ohmică din rotor (secundar) este $\frac{R'_2}{s}\underline{I}'_2$.

În regim de lucru normal alunecarea s are valori foarte reduse (de obicei, $s_n=0{,}02—0{,}05$), ca urmare a dimensionării motorului astfel încît

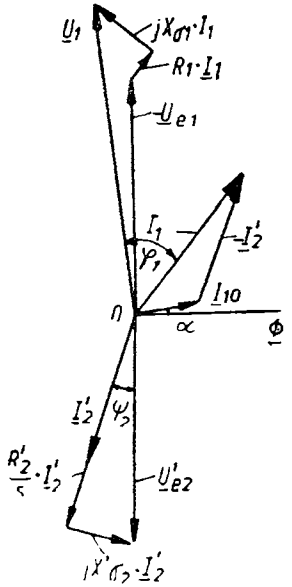


Fig. 4.17. Diagrama fazorială a mașinii asincrone cu parametrii rotorului raportați și rotorul în scurtcircuit.

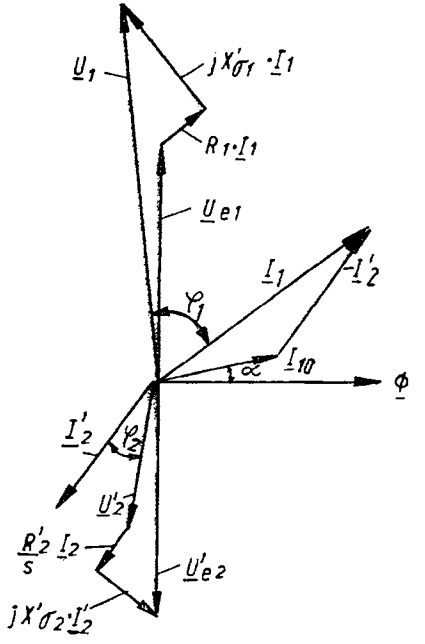


Fig. 4.18. Diagrama fazorială la un motor cu rotorul bobinat la care tensiunea pe inelele rotorice este U_2 — defazată cu φ_2 față de curentul rotoric I_2.

pierderile $p_{b2}=m_2' R_2' I_2'^2$ trebuie să fie cît mai mici (în vederea obținerii unui randament ridicat) în raport cu puterea utilă P_2, respectiv cu puterea electromagnetică P.

Cum aceasta din urmă este

$$P=m_2' I_2' U_{e2}' \cos \psi_2 = m_2' \frac{R_2'}{s} I_2'^2 \tag{4.44}$$

(v. diagrama fazorială), rezultă că alunecarea

$$s=\frac{p_{b2}}{P} \tag{4.45}$$

este de valori foarte modeste.

Ca urmare, cum $\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{X_{\sigma 2}'}{R_2'} s$, în diagrama fazorială (fig. 4.17) unghiul ψ_2 este totdeauna mic.

În figura 4.18 este redată diagrama fazorială în cazul unui motor cu rotorul bobinat în al cărui circuit al indusului este introdusă o impedanță $\underline{Z}$ și deci $\underline{U}_2' = k_e \frac{U_2}{s}$.

Pentru că datorită întrefierului curentul I_{10} este relativ mare (15% — 35% din I_{1n}), neglijarea lui în diagrama fazorială nu mai este posibilă. Din același motiv, la mașina asincronă nu se poate folosi nici schema electrică simplificată, pentru exactitatea rezultatelor fiind obligatorie utilizarea schemei în T sau în L.

4.4.3. CUPLUL ELECTROMAGNETIC

În baza relației (4.44), cuplul electromagnetic dezvoltat de motorul asincron rezultă ca fiind

$$M=\frac{P}{\Omega_1}=\frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot I_2'^2. \tag{4.46}$$

Valoarea curentului $\underline{I}_2'$ dat de a doua relație (4.43), dacă se admite că $\underline{C} \cong C$, este

$$I_2'=\frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1+C\frac{R_2'}{s}\right)^2+(X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')^2}} \tag{4.47}$$

astfel că expresia cuplului M poate fi scrisă și sub forma

$$M=\frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{\frac{R_2'}{s}}{\left(R_1+C\frac{R_2'}{s}\right)^2+(X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')^2} \cdot U_1^2. \tag{4.48}$$

Relația obținută arată că la parametrii celor două înfășurări constanți ca valoare și la tensiune de alimentare U_1 dată cuplul este funcție numai de alunecare.

La alunecări mici, întrucît $R_1 \ll \frac{CR_2'}{s}$ și $\left(R_1+C\frac{R_2'}{s}\right)^2 \gg (X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')^2$, expresia (4.48) a cuplului se reduce la

$$M_{(s\to 0)} \cong \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{U_1^2}{C^2 R_2'} \cdot s = As, \tag{4.49}$$

care arată că în domeniul alunecărilor mici cuplul M variază liniar cu alunecarea, respectiv că la $s=0$ și $M=0$.

La alunecări mari (inclusiv la $s\to 1$), mărimea $\left(R_1+C\frac{R_2'}{s}\right)^2 \ll (X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')^2$, ceea ce permite a se considera că

$$M_{(s\to \geqslant 1)} \cong \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{R_2' U_1^2}{(X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')^2} \cdot \frac{1}{s} = \frac{B}{s}; \tag{4.50}$$

rezultă că la asemenea valori ale alunecării cuplul variază practic hiperbolic cu alunecarea.

Maximul funcției $M=f(s)$ se obține determinînd alunecarea s_m pentru care se anulează derivata $\frac{dM}{ds}$ și introducînd expresia acestei alunecări în relația (4.48) a cuplului ; efectuînd calculele rezultă că :

$$s_m = \pm \frac{CR_2'}{\sqrt{R_1^2+(X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')^2}}, \tag{4.51}$$

$$M_m = \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{\pm U_1^2}{2C\left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2+(X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')^2}\right)}. \tag{4.52}$$

La mașinile de putere mijlocie și mare rezistența R_1 este neglijabilă și relațiile (4.51) și (4.52) obțin formele mai simple :

$$s_m = \pm \frac{CR_2'}{X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}'}, \tag{4.53}$$

$$M_m = \pm \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{U_1^2}{2C(X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')}. \tag{4.54}$$

Întrucît cuplul maxim M_m reprezintă limita pînă la care se poate merge cu încărcarea mașinii (dacă cuplul rezistent este mai mare, motorul decelerează pînă ce rotorul se oprește), el a primit și denumirea de *cuplu critic* sau de *răsturnare* ; prin analogie, alunecarea s_m a fost numită ***alunecare critică*** sau *de răsturnare.*

În regim de motor, în relațiile (4.51), (4.52), (4.53), (4.54) este valabil semnul plus ($s>0$).

Fiind stabilită pe baza expresiei generale a puterii electromagnetice, relația (4.48) a cuplului este valabilă și pentru funcționarea mașinii ca generator, deci cînd $s<0$; semnul minus din relațiile care exprimă pe s_m și M_m corespunde deci alunecării critice și cuplului critic dezvoltat de mașina asincronă în regim de generator.

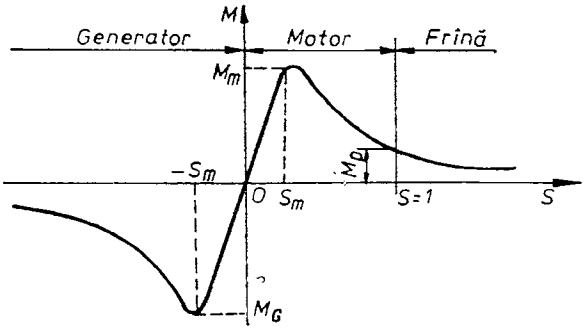


Fig. 4.19. Variația cuplului electromagnetic al mașinii asincrone în funcție de alunecare.

Curba $M=f(s)$ a cuplului este dată în figura 4.19 ; la alunecări $s>1$, ea reprezintă variația cuplului cu alunecarea în regimul de frînă electromagnetică.

Relațiile definitorii ale mărimilor M, s_m și M_m permit a se reține următoarele observații :

a) cuplul M, la orice valoare a lui s, depinde pătratic de tensiunea U_1 ;

b) alunecarea critică este proporțională cu rezistența rotorică R_2 practic invers proporțională cu frecvența f_1 și nu depinde de tensiune ;

c) valoarea cuplului maxim este independentă practic de rezistențele înfășurărilor ;

d) în regim de generator, cuplul de răsturnare este cu ceva mai mare decît în regim de motor.

Curba cuplului $M=f(s)$ corespunzătoare tensiunii $U_1=U_{1n}$, frecvenței $f_1=f_{1n}$ și parametrilor proprii celor două înfășurări reprezintă *caracteristica naturală a cuplului* ; curbele care rezultă prin variația diferiților parametri sînt caracteristici artificiale. În figurile 4.20, 4.21 și 4.22 sînt re-

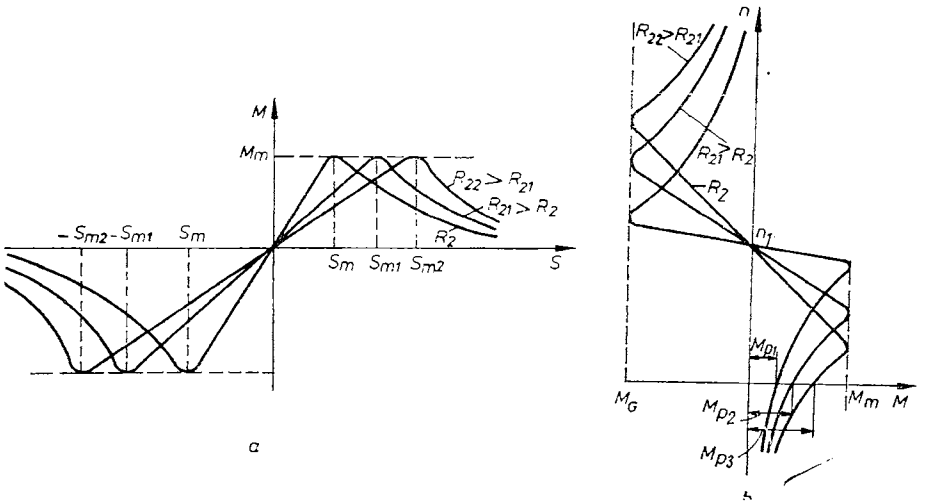


Fig. 4.20. Caracteristica naturală și cele artificiale obținute pentru diverse valori ale rezistențelor rotorice.

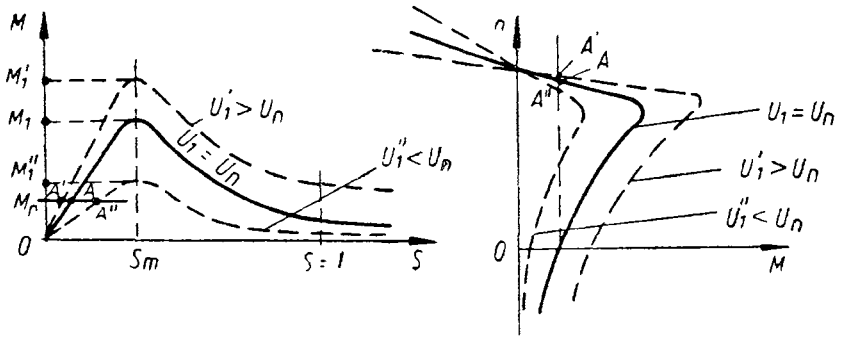


Fig. 4.21. Caracteristica naturală şi cele artificiale obţinute pentru diverse tensiuni de alimentare.

date caracteristici artificiale ale cuplului, respectiv mecanice, rezultate prin modificarea rezistenţei circuitului rotoric, a tensiunii U_1 şi a frecvenţei f_1.

În practică se utilizează frecvent aşa-numita *expresie canonică* a cuplului, care reprezintă dependenţa de alunecare a cuplului dezvoltat raportat la cuplul maxim, care, după efectuarea calculelor intermediare, rezultă sub forma :

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2(1+\lambda \cdot s_m)}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + 2 \cdot \lambda \cdot s_m}, \tag{4.55}$$

unde $\lambda = \frac{R_1}{CR_2'}$.

La maşinile mijlocii şi mari, la care $\lambda \cdot s_m \ll 1$, se poate folosi expresia canonică mai simplă, cunoscută sub denumirea de *formulă a lui Kloss :*

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}. \tag{4.56}$$

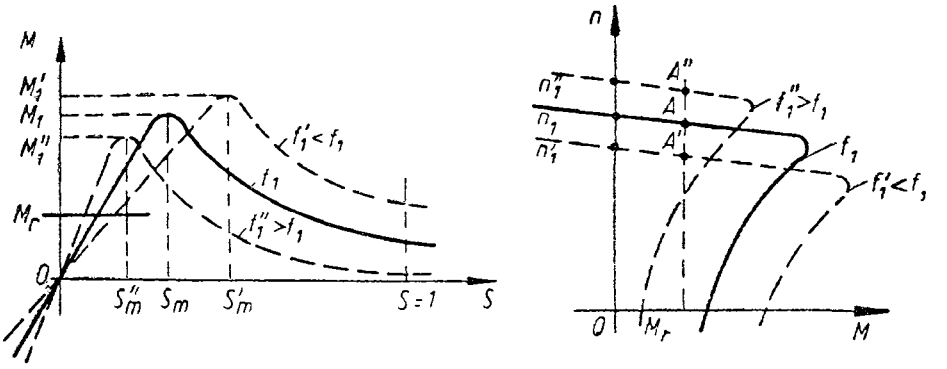


Fig. 4.22. Caracteristica naturală şi cele artificiale obţinute pentru diverse frecvenţe ale tensiunii de alimentare.

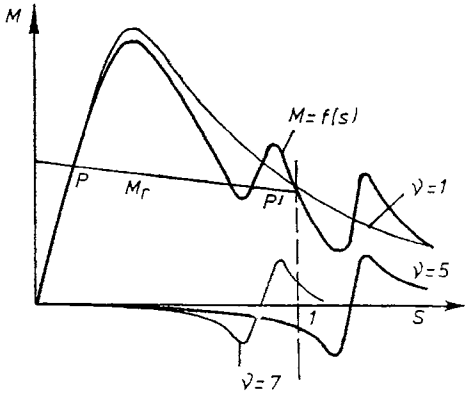


Fig. 4.23. Influența cuplurilor parazite ale armonicilor 5 și 7 asupra cuplului produs de fundamentală.

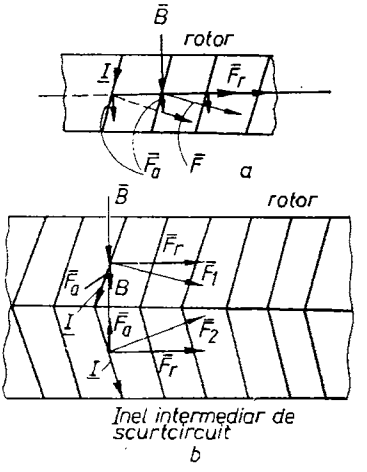


Fig. 4.24. Înclinarea și dubla înclinare a crestăturilor rotorice:

a — simplă înclinare (apare forța axială F ce solicită lagărele); *b* — dublă înclinare (forța axială rezultantă este nulă).

În condițiile în care relația (4.56) este valabilă, așa-numita *capacitate de supraîncărcare* la sarcina nominală este

$$k_M = \frac{1}{2}\left(\frac{s_n}{s_m} + \frac{s_m}{s_n}\right). \qquad (4.57)$$

Pentru a se asigura o stabilitate ridicată în funcționare, k_M este de dorit să fie mare; obișnuit, $k_M = 1{,}5 \div 3$, iar alunecarea $s_m = 0{,}1 \div 0{,}2$.

Expresiile stabilite mai sus rezultînd în baza ecuațiilor scrise în mărimi fazoriale, sînt valabile numai dacă regimul este sinusoidal. În cazul în care cîmpul magnetic, respectiv solenația conțin și armonici de ordin superior, pe lîngă cuplul corespunzător armonicilor fundamentale, intervin și *cupluri suplimentare parazite*. Acestea, suprapunîndu-se peste cuplul principal, deformează curba cuplului (un exemplu este prezentat în figura 4.23), ceea ce poate atrage după sine neajunsuri în comportarea mașinii, în special la pornire (în cazul curbei din figura 4.23, stabilirea în punctul P' și prin urmare imposibilitatea de a ajunge la turația de regim). În anumite situații interacțiunea dintre anumite armonici statorice și armonici rotorice de alt ordin pot da naștere la forțe de atracție între stator și rotor unilaterale, determinînd astfel apariția unor *forțe de vibrație* care, de asemenea, deranjează buna funcționare a mașinii. Măsurile de evitare a cuplurilor parazite și a forțelor de vibrație sînt următoarele:

— alegerea potrivită a numerelor de crestături din stator și rotor;

— reducerea mărimii armonicilor statorice prin executarea înfășurării în două straturi și cu pas scurtat;

— înclinarea sau dubla înclinare a crestăturilor rotorice sau (și) a celor statorice (obișnuit — a celor rotorice, fig. 4.24).

Expresia (4.48) a curentului $\underline{I}'_2$, în cazul în care se consideră că $\underline{C} \cong C$ conduce la relația

$$\underline{U}_1 = -\left(R_1 + C\frac{R'_2}{s}\right)\underline{I}'_2 - j\,(X_{\sigma 1} + CX'_{\sigma 2})\underline{I}'_2 = -R_e\underline{I}'_2 - jX_e\underline{I}'_2,$$

adică

$$-j\frac{\underline{U}_1}{X_e} = j\frac{R_e}{X_e}\underline{I}'_2 - \underline{I}'_2, \tag{4.58}$$

în care X_e nu depinde de alunecare, în timp ce R_e variază odată cu s.

Această relație arată că dacă regimul este sinusoidal, tensiunea $\underline{U}_1$ este constantă și parametrii R_1, R'_2, $X_{\sigma 1}$ și $X'_{\sigma 2}$ nu se modifică, la variații ale sarcinii, locul geometric al curentului — $\underline{I}'_2$ este un cerc de diametru $\frac{U_1}{X_e}$, perpendicular pe fazorul $\underline{U}_1$ (fig. 4.25).

La alunecarea $s=0$, situație care poate exista în cazul cînd rotorul este rotit din exterior cu turația $n=n_1$, tensiunea indusă în fazele rotorului este nulă și deci curentul $\underline{I}'_2=0$ (valoare care rezultă și din relația (4.48) a curentului $\underline{I}'_2$). În acest caz, înfășurarea statorului este parcursă de așa-numitul *curent de mers în gol ideal* $\underline{I}''_{10}$, a cărui expresie, conform relației (4.48) a curentului $\underline{I}_1$, pentru $s=0$, rezultă :

$$\underline{I}''_{10} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_m}. \tag{4.59}$$

Relația (4.59) arată că, în ipotezele admise, curentul $\underline{I}''_{10}$ are o valoare și o fază bine determinate, respectiv vîrful acestui fazor, punctul D_0 (corespunzător alunecării $s=0$) are o poziție fixă în sistemul de axe considerat. La fel, punctul D'_0, vîrful curentului I_{10} de mers în gol ca *motor* are o poziție fixă, corespunzătoare valorii și fazei acestui curent. Întrucît în acest regim, cînd $P_2=0$, alunecarea s este foarte mică, punctul D'_0 se găsește în imediata apropiere a lui D_0.

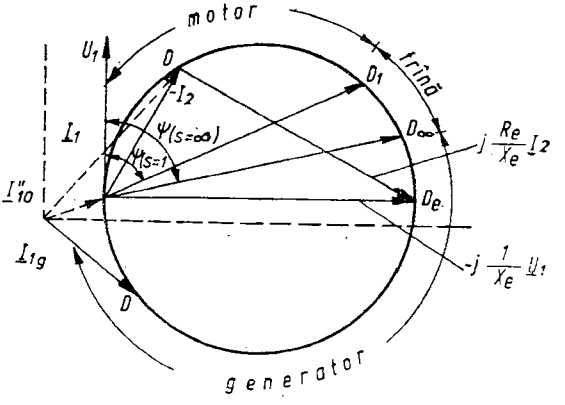


Fig. 4.25. Diagrama cercului cu punctele caracteristice și regimurile de funcționare.

În aceste condiții, cum $\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} - \underline{I}'_2$ (v. ultima ecuație (4.41)) și fazorul $\underline{I}_{10}$ este fix, rezultă că cercul descris de vîrful fazorului $-\underline{I}'_2$ reprezintă în același timp și locul geometric al curentului $\underline{I}_1$.

Punctul D de pe cercul curentului, corespunzător unei anumite alunecări s, reprezintă de fapt intersecția cercului cu dreapta dusă prin D_0, sub unghiul de defazaj ψ_2 dintre $\underline{U}_1$ și $-\underline{I}'_2$, adică sub unghiul

$$\psi = \operatorname{arc\,tg} \frac{X_{\sigma 1} + C X'_{\sigma 2}}{R_1 + C \dfrac{R'_2}{s}}. \tag{4.60}$$

În baza acestei observații, punctul D_1 corespunzînd alunecării $s=1$ se află la intersecția cercului curentului cu dreapta dusă sub unghiul

$$\psi_{(s=1)} = \operatorname{arc\,tg} \frac{X_{\sigma 1} + C X'_{\sigma 2}}{R_1 + C R'_2} \tag{4.61}$$

față de fazorul $\underline{U}_1$ (fig. 4.26). Regimului de motor îi corespunde prin urmare, pe diagrama cercului, arcul de cerc cuprins între punctele D_0 și D_1.

Se poate deduce, în mod simplu, că pe diagrama cercului anumite arce de cerc corespund regimurilor de frînă electromagnetică, respectiv de generator. Astfel, pe cerc se poate stabili punctul D_∞, corespunzînd alunecării $s=\infty$, ducînd dreapta care face cu $\underline{U}_1$ unghiul $\psi_{(s=\infty)}$, rezultat din (4.60) cînd $s=\infty$. Arcul de cerc $D_1 D_\infty$ corespunde deci regimului de frînă electromagnetică; arcul de cerc $D_0 D_\infty$, parcurs în sens invers rotirii acelor de ceasornic corespunde în acest caz alunecării $s<0$, adică regimului de generator.

Diagrama cercului permite determinarea, pentru un anumit $\underline{I}_1$ (un anumit $-\underline{I}'_2$, o anumită alunecare s), a unei serii de mărimi care interesează din punct de vedere al funcționării mașinii: puterea absorbită utilă, electromagnetică; diferitele categorii de pierderi; cuplul dezvoltat, cuplul maxim și de pornire; randamentul, factorul de putere, alunecarea. De asemenea, considerînd diferite puncte de funcționare D pe cerc, între D_0 și D_1 se pot determina caracteristicile de funcționare ale motorului.

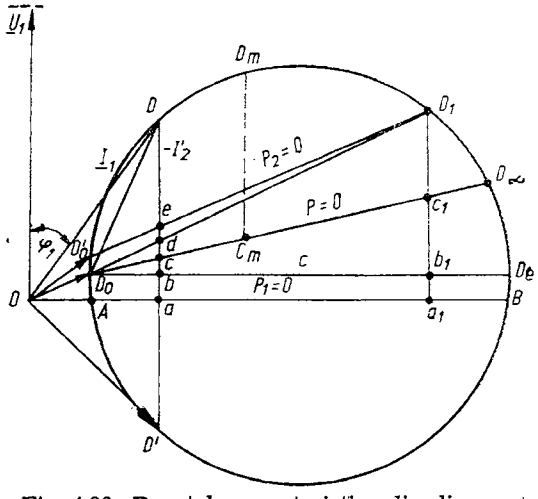


Fig. 4.26. Dreptele caracteristice din diagrama cercului.

Pentru stabilirea modului de utilizare a diagramei cercului ne vom referi la așanumita *diagramă simplificată*, care rezultă în ipoteza $C \cong 1$ (admisibilă în cazul motoarelor de putere medie și mare).

După cum se știe din teoria curenților alternativi, dacă locul geometric al cu-

rentului dintr-un circuit electric este un cerc atunci puterile active sînt proporționale cu segmentele Dx, unde x sînt punctele de intersecție ale paralelei la axa U_1 dusă prin D cu așa-numitele drepte de putere nulă. În cazul mașinii asincrone, în diagrama cercului intervin următoarele drepte de putere nulă :

a) *Dreapta puterii electrice active,* determinată de cele două puncte de pe cerc A și B (fig. 4.26) în care

$$P_{el}=m_1U_1I_1\cos\varphi_1=0,$$

unghiul φ_1 fiind de 90° ; pentru regimul de motor, puterea P_{el} reprezintă puterea absorbită P_1 ;

b) *Dreapta puterii electromagnetice,* care se obține unind punctele D_0 și D_∞ în care

$$P=\frac{m_2'R_2'I_2'^2}{s}$$

este zero ;

c) *Dreapta puterii mecanice la arbore,* determinată de punctele D_δ și D_1 în care această putere este nulă, în primul caz pentru că motorul merge în gol, în al doilea — deoarece rotorul este imobil ; la funcționarea ca motor această putere reprezintă puterea utilă ;

d) *Dreapta puterii mecanice totale,* care rezultă prin unirea punctelor D_0 și D_1 în care această putere (suma puterii mecanice la arbore și a pierderilor de natură mecanică) este zero.

Rezultă că în cazul motorului asincron segmentele $\overline{Da}$, $\overline{Dc}$, $\overline{De}$ și $\overline{Dd}$ reprezintă, la scara puterilor $Sc_P=m_1U_1Sc_I$, puterea electrică absorbită, puterea electromagnetică, puterea mecanică utilă și puterea mecanică totală corespunzătoare încărcării pentru care $I_1=\overline{OD}$.

Diferența dintre puterea absorbită și puterea utilă reprezintă pierderile din mașină, ceea ce înseamnă că

$$\overline{ae}\cdot Sc_P=\Sigma p.$$

Segmentele componente $\overline{ab}$, $\overline{bc}$, $\overline{cd}$ și $\overline{de}$ reprezintă la scara puterii diferitele categorii de pierderi și anume :

a) Segmentul $\overline{ab}=I_{10}'\cos\varphi_{10}'$ este proporțional cu puterea $P_{10}'=m_1U_1I_{10}'\cos\varphi_{10}'$ absorbită la mersul în gol ideal și care servește numai la acoperirea pierderilor în fierul statoric și a pierderilor — neglijabile — din înfășurarea statorică determinate de curentul I_{10}' ; prin urmare

$$\overline{ab}\cdot Sc_P\cong p_{Fe1}\,;$$

b) Diferența dintre puterea P_1 și puterea P reprezentînd pierderile din stator $p_1=p_{Fe1}+p_{b1}$, rezultă că

$$\overline{bc}\cdot Sc_P=p_{b1}\,;$$

c) Segmentul $\overline{ce}$, cuprins între dreapta puterii electromagnetice și dreapta puterii utile, reprezintă pierderile p_2 din rotor formate din pierderile mecanice și de ventilație p_{m+v} și din pierderile din bobinajul rotoric p_{b2} (pierderile p_{Fe2} sînt neglijabile).

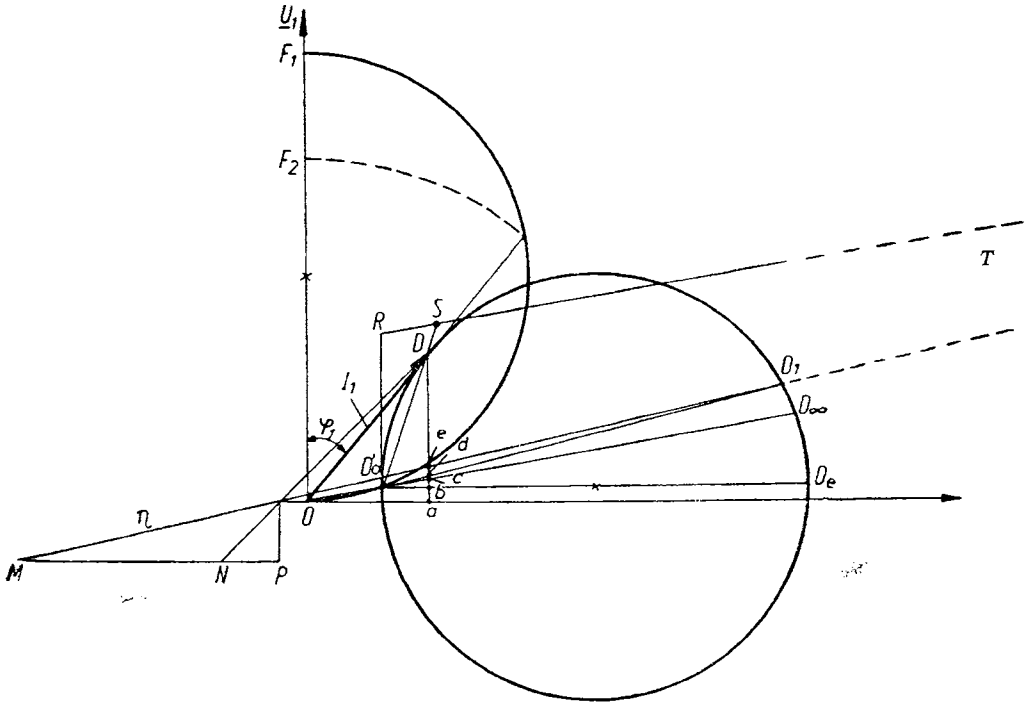


Fig. 4.27. Construcțiile grafice pentru determinarea :
a — alunecării : s=RS/RT; *b* — factorului de putere $\cos\varphi_1 = OF_2/OF_1$; *c* — randamentului $\eta = MN/MP$.

Dar pierderile p_{mv} sînt reprezentate de diferența dintre puterea mecanică totală și puterea utilă la arbore, adică

$$p_{mv} = \overline{de} \cdot Sc_p;$$

rezultă că

$$\overline{cd} \cdot Sc_P = p_{b2}.$$

Întrucît cuplul $M = \frac{P}{\Omega_1}$ înseamnă că valoarea lui, la o altă scară, $Sc_M = \frac{Sc_P}{\Omega_1}$, este reprezentată de segmentul $\overline{Dc}$, adică

$$M = \overline{Dc} \cdot Sc_M.$$

La aceeași scară, $\overline{D_1C_1}$ reprezintă cuplul de pornire al motorului, iar $\overline{D_mC_m}$ cuplul de răsturnare (fig. 4.26).

Diagrama cercului permite stabilirea și a randamentului, ca raport al segmentelor $\overline{De}$ și $\overline{Da}$, a alunecării, ca raport al segmentelor cd și Dc, respectiv a factorului de putere, prin măsurarea unghiului φ_1. Pentru reducerea erorilor rezultate prin măsurarea a două segmente, de obicei aceste mărimi se stabilesc cu ajutorul unor construcții grafice suplimentare (fig. 4.27) ; cu acestea $\eta = MN$ la scara la care $MP = 1$, $\cos\varphi_1 = OF_2$ la scara la care $OF_1 = 1$ și $s = RS$, la scara la care $RT = 1$.

Pentru stabilirea parametrilor necesari construcției diagramei cercului, mașina se încearcă în gol și scurtcircuit conform STAS 1883-78.

Regimurile de funcționare în gol și scurtcircuit reprezintă și la mașina asincronă două regimuri extreme de funcționare și se efectuează în condiții de laborator.

Încercarea în gol (STAS 7246/5-74) se execută în scopul determinării pierderilor mecanice și a pierderilor în fier, a curentului de mers în gol și a parametrilor de mers în gol ai mașinii asincrone.

La încercarea în gol mașina asincronă este conectată la rețea și nu cedează pe la arbore putere, adică cuplul util la arbore este nul.

În timpul încercării se măsoară puterea P_{10}, curentul I_{10} și tensiunea U_{10} pentru minimum cinci valori ale lui U_1 cuprinse între $(0{,}6 \div 1{,}3)U_{1n}$. La încercările de lot măsurătorile se efectuează numai la tensiunea nominală.

Pentru efectuarea probei de mers în gol se folosește schema dată în figura 4.28, *a*.

În această situație motorul absoarbe din rețea puterea activă necesară acoperirii pierderilor în fier, pierderilor în înfășurări (foarte mici) și pierderilor mecanice. Pierderile mecanice p_m se determină grafic ca în figura 4.28, *b*.

Încercarea în scurtcircuit (STAS 7246/6-74) se execută în scopul determinării pierderilor în înfășurări și a parametrilor de scurtcircuit ai mașinii asincrone.

Regimul de scurtcircuit corespunde pentru $s=1$, rotorul fiind blocat, iar la mașinile cu rotor bobinat înfășurarea rotorică se scurtcircuitează.

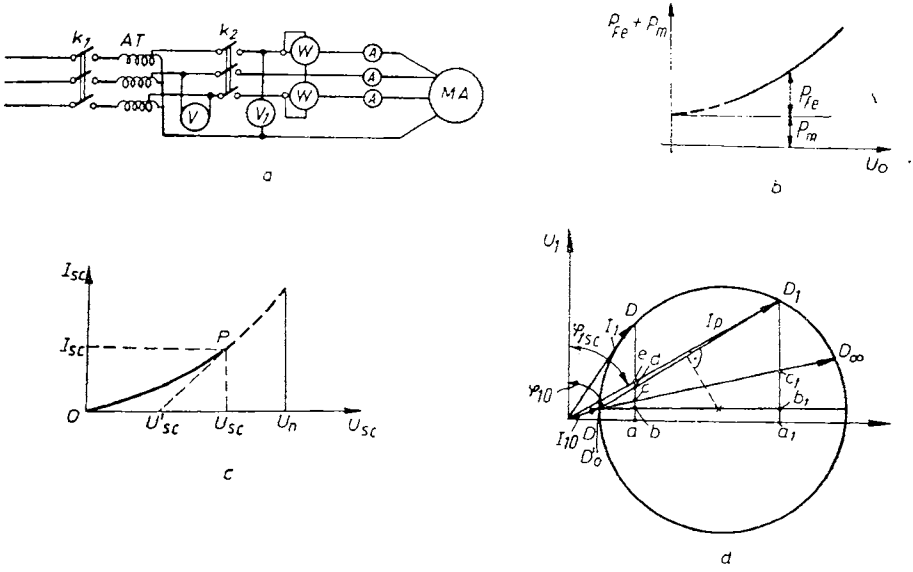


Fig. 4.28. Construcția diagramei cercului pe baza încercării în gol și scurtcircuit:

a — schema de montaj; *b* — determinarea pierderilor mecanice; *c* — determinarea curentului de scurtcircuit; *d* — diagrama cercului.

La curentul de scurtcircuit sau curentul de pornire corespunzător tensiunii nominale, în cazul mașinilor la care încercarea în scurtcircuit nu se face la tensiune nominală, se introduce o corecție datorită saturației porțiunilor din miezul magnetic. Se trasează $I_{sc}=f(U_{sc})$ și se duce tangenta la curbă în punctul de tensiune maximă măsurată P, tangentă care intersectează axa absciselor în punctul U'_{sc} (fig. 4.28, c). Analog se procedează și pentru calcularea puterii P_1 corespunzătoare tensiunii nominale.

Cunoscînd curentul și puterea pentru tensiunea nominală se calculează factorul de putere la scurtcircuit.

Construcția practică a diagramei cercului se face pe baza încercării în gol ca motor și în scurtcircuit, cu rotorul calat ($n=0$), admițînd că practic D_0 și D'_0 coincid. Centrul cercului (C) rezultă din intersecția orizontalei dusă prin D'_0 și perpendiculara dusă pe mijlocul coardei în cercul $\overline{D'_0 D_1}$ (fig. 4.28, d). Pentru stabilirea punctului D_∞ se duce din D_1 perpendiculara pe axa absciselor și se fixează pe ea poziția punctului C_1 pe baza relației

$$\frac{\overline{b_1c_1}}{\overline{D_1b_1}}=\frac{p_{b1}}{p_{b1}+p_{b2}}=\frac{R_1}{R_{sc}},$$

unde $R_{sc}=\dfrac{P_{1sc}}{m_1 I_{1sc}^2}$.

Evident că porțiunile de cerc corespunzînd celorlalte regimuri de funcționare permit determinarea, în mod asemănător, a diverselor mărimi cînd mașina funcționează în regimul respectiv, ținînd seama de specificul lor. Astfel, pentru un punct de pe cerc D', corespunzător regimului de generator, folosirea diagramei cercului este similară, deosebirea constînd în aceea că (fig. 4.26) $\overline{D'a}$ reprezintă de această dată puterea utilă, că $\overline{D'e}$ este proporțional cu puterea mecanică absorbită prin arbore, că alunecarea este negativă etc.

La mașinile de putere mică neglijarea rezistenței R_1 nemaifiind admisibilă, în locul diagramei simplificate se folosește *diagrama exactă*

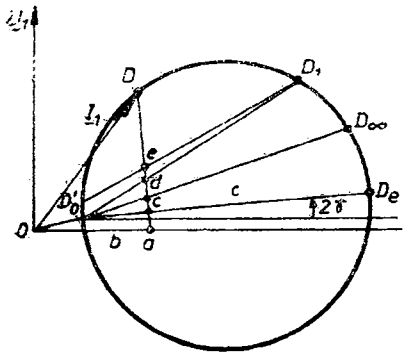


Fig. 4.29. Diagrama exactă a cercului.

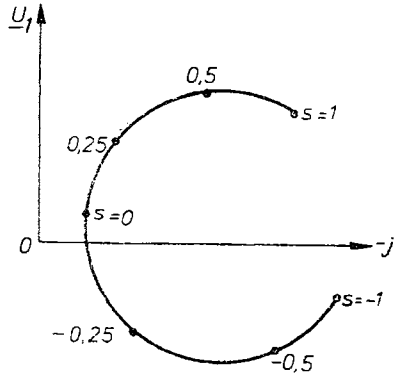


Fig. 4.30. Diagrama curentului statoric ridicată osciloscopic pentru $s=\pm0{,}25\ ;\ \pm0{,}5\ ;\ \pm1$.

(fig. 4.29), la care diametrul cercului formează cu orizontala unghiul:

$$2\gamma = 2 \operatorname{arc\,tg} \frac{R_1 I_{10}}{U_1}. \tag{4.62}$$

Cînd parametrii înfăşurărilor nu sînt constanţi, locul geometric al curentului nu mai este un cerc. În figura 4.30 este prezentată diagrama curentului statoric ridicată osciloscopic pentru o asemenea maşină. La cele mai multe maşini asincrone de construcţie normală, pentru calculele practice, diagrama cercului poate fi însă utilizată cu bune rezultate.

4.4.5. CARACTERISTICILE DE FUNCŢIONARE

Funcţionarea maşinii asincrone în regim de motor se apreciază prin caracteristicile de funcţionare n, M, η şi $\cos\varphi_1$ în funcţie de puterea P_2, pentru U_1 şi f_1 constante.

Pe lîngă aceste curbe se mai precizează raportul dintre cuplul critic şi cuplul nominal, iar la motoarele cu rotor în colivie, în plus, rapoartele dintre curentul de pornire şi cuplul de pornire către valorile nominale.

Forma caracteristicilor de funcţionare amintite este redată în figura 4.31 şi rezultă în baza considerentelor care urmează.

Caracteristica turaţiei este practic o dreaptă uşor căzătoare, ca urmare a variaţiei aproape liniară a cuplului în funcţie de alunecare în domeniul de lucru obişnuit (pînă la $s = s_n$) şi a valorii mici a alunecărilor curente. Ea este prin urmare o caracteristică rigidă (dură), asemănătoare cu aceea a motorului de curent continuu cu excitaţia în derivaţie. Variaţia de turaţie de la mersul în gol şi pînă la sarcina nominală este, de obicei, de 3÷5%.

Caracteristica randamentului are forma obişnuită tuturor tipurilor de maşini electrice. Trecerea prin maxim are loc la acea încărcare la care suma pierderilor în cele două înfăşurări devine egală cu suma pierderilor în fier şi a pierderilor mecanice şi de ventilaţie, practic constante. Randamentul nominal are valori cuprinse între 0,75÷0,96, valorile mai ridicate corespunzînd motoarelor de putere mai mare.

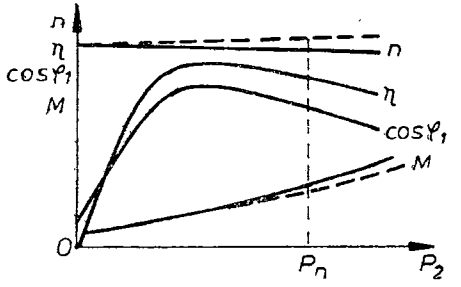


Fig. 4.31. Caracteristicile de lucru ale unui motor asincron.

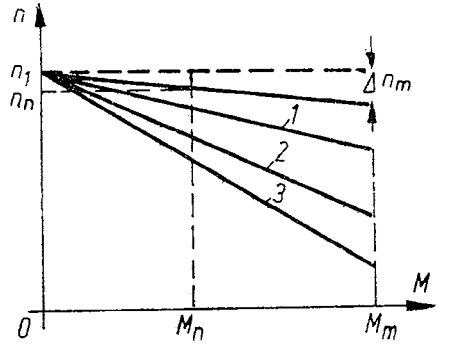


Fig. 4.32. Caracteristicile mecanice pentru trei valori ale rezistenţelor rotorice:
1 — caracteristica artificială pentru R_{21}; 2 — caracteristica artificială pentru R_{22}; $R_{22} > R_{21}$; 3 — caracteristica artificială pentru R_{23}; $R_{23} > R_{22} > R_{2N}$

Caracteristica factorului de putere are o formă asemănătoare cu aceea a randamentului și poate fi dedusă urmărind, în diagrama cercului, modul de variație a unghiului φ_1, cînd punctul D se deplasează pe cerc. Valoarea factorului de putere nominal $\cos \varphi_{1n}$ se situează de obicei între limitele 0,7÷0,92 și este determinată în principal de mărimea întrefierului.

Caracteristica cuplului se apropie mult de o dreaptă deoarece $M_2 = \frac{P_2}{\Omega}$ și fiindcă $\Omega = \Omega_1 (1-s) \cong$ const. în zona funcționării stabile.

În afară de aceste caracteristici, un deosebit interes îl prezintă *caracteristica mecanică* $n = f(M)$, care are aceeași alură ca și caracteristica turației (fig. 4.32).

Sensul de rotație al unui motor se precizează în modul următor: privind motorul dinspre cuplă, dacă se rotește în sens invers sensului trigonometric (deci în sensul acelor de ceasornic) se spune că motorul se rotește în *sens drept* (sau sens direct, sens pozitiv).

Dacă se dorește ca motorul să se rotească în *sens invers*, el se conectează inversînd legăturile la rețea a două dintre faze (ceea ce determină apariția în stator a unui cîmp magnetic de sens opus).

4.5. MOTOARE ASINCRONE CU EFECT PELICULAR

Motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit executate cu bare rotorice rotunde au un cuplu de pornire redus și curent de pornire mare, motive care fac dificilă folosirea pe scară largă a acestui tip de motor. O soluție de creștere a cuplului de pornire, după cum rezultă din figura 4.20, constă în realizarea motorului astfel încît, la pornire, rezistența rotorică să fie mărită. În cazul motoarelor cu rotorul în colivie acest lucru se poate obține în două moduri:

a) prin executarea coliviei cu bare înalte;

b) prin realizarea înfășurării rotorice sub forma mai multor colivii.

4.5.1. MOTOARE ASINCRONE CU BARE ÎNALTE

Acest tip de motor se caracterizează, din punct de vedere constructiv, prin faptul că barele coliviei rotorice au, în raport cu lățimea lor, o înălțime mult mărită: $h \gg b$ (fig. 4.33). Pentru înțelegerea fenomenelor bara se consideră formată din conductoare elementare fictive parcurse de curent alternativ. Datorită configurației liniilor de cîmp magnetic (fig. 4.33, *a*) inductivitatea de dispersie a conductorului fictiv de la baza crestăturii este cea mai mare și scade la conductoarele fictive așezate către întrefier (aceasta deoarece inductivitatea $L = \frac{\Phi}{i}$ este cu atît mai mare cu cît conductorul este înlănțuit de mai multe linii de cîmp). La pornire, deoarece $\omega_2 = s\omega_1 = \omega_1$, rezultă că reactanța de dispersie $X_{\sigma 2} = \omega_2 L_{\sigma 2}$ a conductorului fictiv este mult mai mare decît rezistența lui și deci curentul este refulat spre întrefier (fig. 4.33, *b*, curba *1*). La turație nominală, cînd $\omega_2 = (0{,}02 \div 0{,}05) \cdot \omega_1$, reactanța scade mult și rezistența este cea care determină repartiția curenților în bară. Cum rezistența este aceeași pentru

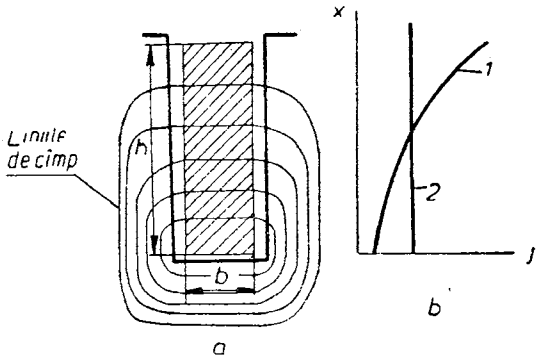


Fig. 4.33. Efectul de refulare la colivia cu bare înalte :
a — liniile cîmpului de dispersie ; *b* — variația densității de curent la pornire: *1* — repartiția densității de curent la pornire ; *2* — repartiția densității de curent la turația nominală.

toate conductoarele fictive, rezultă că valoarea densității curentului, în acest caz, nu se modifică cu adîncimea, respectiv că efectul refulării curentului este practic inexistent (fig. 4.33, *b*, curba 2).

Variația rezistenței și a inductivității de dispersie rotorice la colivia cu bare înalte este dată în figura 4.34.

Prin refulare de curent care are loc la alunecarea $s=1$ și apropiată de această valoare, secțiunea parcursă de curent se micșorează (are loc o reducere a așa-zisei „înălțimi de calcul") și prin aceasta rezistența rotorică se mărește. Pe de altă parte, deoarece inductivitatea de dispersie a crestăturii este proporțională cu raportul $\frac{h}{b}$, ea se micșorează și odată cu ea și reactanța $X_{\sigma 2}$.

Ca urmare a măririi la pornire a lui R_2, cuplul M_p crește și prin aceasta caracteristicile de pornire ale motorului se îmbunătățesc.

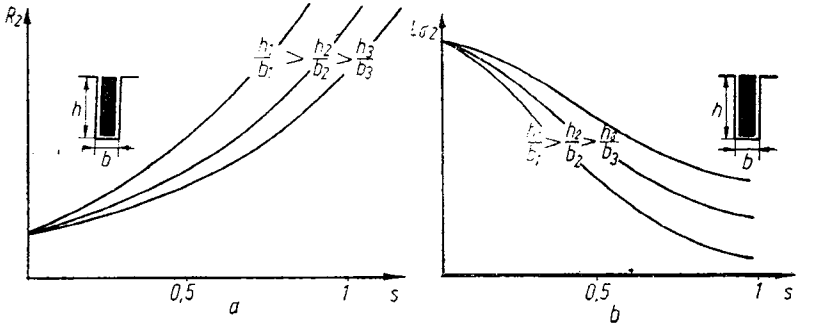


Fig. 4.34. Modificarea rezistenței și inductivității de dispersie rotorice cu alunecarea :
a — rezistența crește cu alunecarea; *b* — inductivitatea scade cu alunecarea.

4.5.2. MOTOARE ASINCRONE CU COLIVII MULTIPLE

Un pronunțat efect de refulare a curentului se obține și prin executarea rotorului, în principiu, cu mai multe colivii, în practică cu două. Prima dintre aceste colivii, plasată mai aproape de întrefier, se realizează cu o geometrie care să-i asigure o rezistență mare respectiv o dispersie

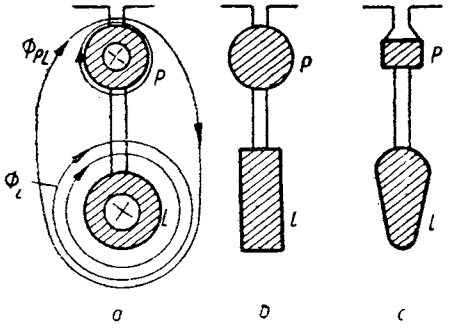


Fig. 4.35. Diverse forme pentru crestătura rotorică unde sînt plasate cele două colivii :
P — colivia de pornire; L — colivia de lucru.

redusă şi se numeşte *colivia de pornire* (în figura 4.35 — colivia *P*). A doua colivie, mai îndepărtată de întrefier, se execută cu bare de secţiune mai mare, prezintă o rezistenţă mai mică şi o dispersie mai mare şi se numeşte *colivia de lucru* (în figura 4.35 — colivia *L*).

La frecvenţe rotorice mari, deci şi la pornire, repartiţia curentului rotoric pe cele două colivii se face în raport cu reactanţele lor de dispersie, care sînt mai mari decît rezistenţele. Ca urmare curenţii prin barele coliviilor se închid practic în totalitate prin colivia de pornire (de unde şi denumirea), curenţii prin barele coliviei de lucru fiind neglijabili. Cum colivia de pornire are o rezistenţă ridicată, cuplul de pornire dezvoltat are o valoare mărită.

La funcţionarea în regim de lucru, frecvenţa rotorică fiind mică, curenţii din rotor se repartizează pe cele două colivii după valoarea rezistenţelor, reactanţele de dispersie — mult diminuate — fiind neglijabile faţă de rezistenţe. În această situaţie curenţii rotorici se închid practic prin colivia de lucru (cu rezistenţă mai mică), curenţii prin colivia de pornire fiind neglijabili.

Avînd în vedere rolul celor două colivii, cea de lucru se realizează cu bare din cupru (material de rezistivitate scăzută) sau de aluminiu, pentru cea de pornire folosindu-se, de multe ori, alte materiale, de rezistivitate mai mare (alamă, bronz) ; de asemenea, pentru cele două colivii se alege o geometrie a crestăturilor astfel încît să rezulte o dispersie redusă pentru colivia *P* şi una mai mare pentru colivia *L*.

Cele două colivii pot fi scurtcircuitate prin intermediul unor inele de scurtcircuitare comune (soluţie utilizată mai ales în cazul coliviilor turnate în Al) sau prin inele separate, proprii fiecărei colivii. Din punct de vedere electric, cele două colivii se comportă ca două circuite conectate în paralel, astfel că schema electrică echivalentă a motorului cu rotorul în dublă colivie poate fi reprezentată ca în figura 4.36 ; reactanţa de dispersie rotorică comună celor două colivii, $X'_{\sigma PL}$, corespunde liniilor de cîmp de dispersie care înlănţuie ambele colivii, fără a înlănţui şi statorul (fluxul Φ_{PL} — fig. 4.35).

La motoarele cu rotor în dublă colivie cuplul relativ de pornire $\frac{M_p}{M_n}$ poate urca pînă la 2÷2,5, uneori şi mai mult. Datorită reactanţei de dispersie sporită a coliviei de lucru, factorul de putere $\cos\varphi_n$ este mai scăzut decît la motoarele în colivie simplă cu bare rotunde (ca, dealtfel şi factorul de putere al motoarelor cu bare înalte) ; randamentul nominal este practic acelaşi pentru toate tipurile de motoare cu rotor în colivie.

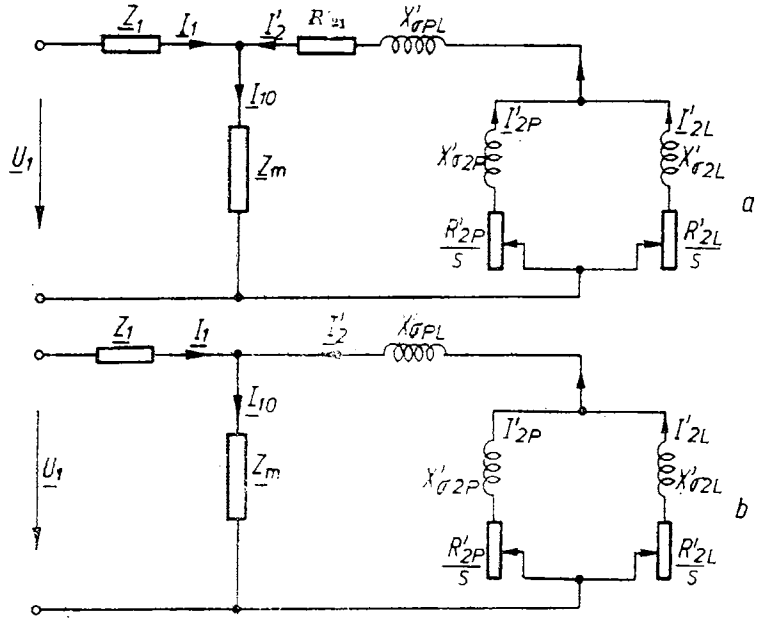


Fig. 4.36. Scheme electrice la motorul asincron cu dublă colivie :

a — cu inel comun de scurtcircuitare; R_{2l} — rezistența inelului de scurtcircuit; *b* — cu inele separate de scurtcircuitare.

4.6. MOTOARE ASINCRONE CU MAI MULTE TURAȚII. MOTOARE CU SCHIMBAREA NUMĂRULUI DE POLI

Conform relației (4.4), turația cu care se rotește rotorul mașinii asincrone este

$$n = n_1 (1 - s) = \frac{f_1}{p} (1 - s). \tag{4.63}$$

Rezultă că, dacă realizăm mașina astfel încît să poată prezenta diferite numere de perechi de poli, motorul respectiv poate funcționa cu două sau mai multe turații distincte (de exemplu : $n_1 = 1\,500$ rpm și 750 rpm, sau $n_1 = 3\,000$ rpm, 1 500 rpm și 1 000 rpm etc.).

Schimbarea numărului de perechi de poli se poate face folosind fie cîte o înfășurare pentru fiecare valoare a lui p, fie utilizînd o înfășurare la care există posibilitatea schimbării numărului de poli prin conectarea potrivită a bobinelor între ele. În figura 4.37 se prezintă, schematic, modul de legare al bobinelor statorice pentru a se obține $p = 2$ (fig. 4.37, *a*) și respectiv $p = 1$ (fig. 4.37, *b*). Există scheme și pentru obținerea unor numere de perechi de poli care nu se găsesc în raportul 2 : 1.

În practică, se folosesc motoare cu două turații (viteze de rotație), realizate de obicei cu o singură înfășurare statorică cu poli comutabili, și motoare cu trei turații (viteze de rotație), avînd două înfășurări statorice, dintre care una cu poli comutabili. Rotorul este totdeauna de tipul în scurtcircuit, deoarece colivia rotorică are proprietatea că își adaptează numărul de perechi de poli la cel al statorului.

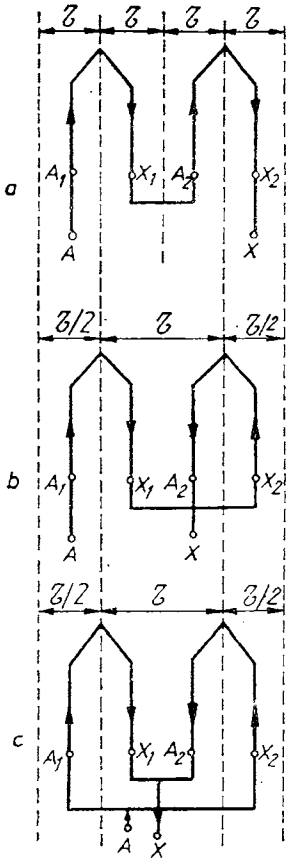


Fig. 4.37. Explicativă la schimbarea numărului perechilor de poli în raportul 2 : 1 :

a) p=2; b) p=1 — bobinele înseriate; c) p=1 — bobinele în paralel.

Utilizarea motoarelor cu două și trei turații prezintă avantajul că aceste mașini înlocuiesc cele două sau trei motoare prin care s-ar putea realiza separat turațiile cerute. Datorită construcției lor particulare și a faptului că miezul feromagnetic, respectiv rotorul, sînt aceleași la toate turațiile, performanțele acestor motoare nu sînt de același nivel la toate turațiile.

Motoarele asincrone cu mai multe turații realizate prin schimbarea numărului de poli și-au găsit întrebuințare în acționarea ascensoarelor, a ventilatoarelor, în instalațiile de ridicat și de transport uzinal.

4.7. MAȘINA ASINCRONĂ TRIFAZATĂ ÎN REGIM DE GENERATOR

După cum rezultă din ecuațiile de funcționare, și în regimul de generator mașina asincronă trebuie să fie alimentată cu puterea reactivă necesară magnetizării miezului. Prin urmare, pentru ca generatorul asincron să poată debita puterea electrică activă trebuie să absoarbă din rețea puterea reactivă menționată.

Acest neajuns face ca mașina asincronă să nu fie folosită ca generator în marile centrale electrice moderne. Generatoarele asincrone se utilizează, totuși, în centralele de mică și de medie putere de tip hidro sau eoliene. În practică, se întîlnesc două situații de legare a generatorului asincron la sarcină : ca generator conectat la o rețea de tensiune și frecvență date (la sistemul energetic) și ca generator asincron autonom.

4.7.1. GENERATORUL ASINCRON CUPLAT LA REȚEA

În această situație generatorul asincron debitează putere activă la tensiunea și frecvența impuse de rețea, de valori constante. Schema principială a grupului energetic este redată în figura 4.38.

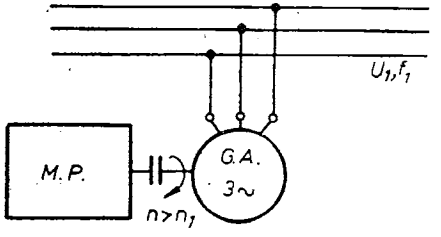


Fig. 4.38. Schema electrică a generatorului asincron cuplat la sistemul energetic :

M.P. — mașină energetică primară;
G. A. — generator asincron.

Funcționarea mașinii în acest regim este definită de ecuațiile (4.36) respectiv (4.41), în care $s<0$, împreună cu ecuația de echilibru a cuplurilor

$$M_1=M_0+M, \tag{4.64}$$

în care M_1 este cuplul aplicat la arborele rotorului.

Diagrama fazorială corespunzătoare funcționării unei mașini asincrone, cu rotorul scurtcircuitat, în regim de generator, este reprezentată în figura 4.39.

În acest caz, fazorul $\frac{R_2'}{s}\underline{I}_2'$ este de sens opus fazorului $\underline{I}_2'$, ca urmare a faptului că $s<0$; de asemenea, componentele active ale curenților $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_2'$ sînt de semn schimbat față de cazul funcționării ca motor (pentru că sensul transferului de putere este invers), iar defazajul φ_1 este mai mare decît 90° (puterea electrică activă este o putere debitată).

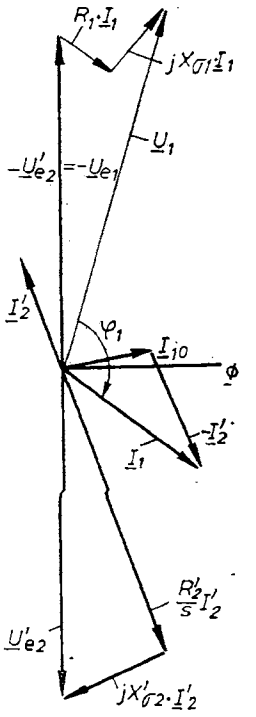


Fig. 4.39. Diagrama fazorială a generatorului asincron.

Limitele între care poate varia turația rotorului sînt n_1 și $n_1(1+s_m)$.

Dacă mașina este cu rotor bobinat, plaja turației rotorului poate fi extinsă în limite largi, folosind în acest scop introducerea în circuitul rotoric a unor rezistențe sau convertoare statice, ca la mașina asincronă dublu alimentată. Puterea de dimensionare a convertizoarelor statice de frecvență, neglijînd pierderile din stator, este

$$P^*=sP\cong sP_2, \tag{4.65}$$

unde P_2 este puterea electrică activă debitată de generator.

În acest fel în centralele electrice eoliene, în microhidrocentrale cu debit și căderi variabile, se poate, folosind generatorul asincron, produce energie electromagnetică la turație variabilă și astfel grupul de conversie a energiei electromecanice funcționează la un randament maxim.

În acționările electrice cu motor asincron, trecerea lui în regim de generator, prin mărirea turației peste valoarea de sincronism, este folosită adesea în vederea dezvoltării unui cuplu de frînare. Acest mod de frînare electrică cu mașina asincronă, denumit *regim de frînare suprasincronă*, se folosește în cadrul instalațiilor de ridicat și tracțiune electrică. Prin faptul că acțiunea de frînare este însoțită de transmiterea în rețea a unei puteri electrice active, frînarea suprasincronă este cunoscută și sub denumirea de *frînare cu recuperare de energie* și reprezintă un mod de frînare deosebit de economic.

Caracteristicile mecanice ale generatorului în această situație sînt redate în figurile 4.20, 4.22 cînd $n>n_1$.

Dacă cuplul activ la arborele generatorului este constant, turația de frînare se poate mări prin creșterea valorii rezistenței rotorice (fig. 4.20), prin micșorarea tensiunii statorice (fig. 4.21), sau prin mărirea frecvenței tensiunii rețelei (fig. 4.22).

În acest regim mașina debitează putere electrică activă pe o rețea proprie. Energia reactivă necesară este obținută de la o baterie de condensatoare legate în paralel cu bornele generatorului (fig. 4.40).

Procesul autoexcitării are la bază existența unui cîmp remanent în rotorul mașinii și se poate dezvolta dacă valoarea capacităților C este corespunzător aleasă. Pentru simplificare, fenomenul de amorsare și de autoexcitare se analizează la funcționarea generatorului în gol.

Rotorul este rotit din exterior cu turația n; cum mașina are în rotor un cîmp remanent, în fazele statorice se induc tensiuni de frecvență $f=p\cdot n$. Aceste tensiuni aplicate și la bornele capacităților C vor da naștere la curenți capacitivi de forma :

$$\underline{I}_C=\mathrm{j}\frac{\underline{U}_1}{X_C}=\mathrm{j}\omega C\cdot\underline{U}_1. \tag{4.66}$$

Considerînd schema echivalentă în L (fig. 4.16) curentul de magnetizare din generator $\underline{I}_\mu$ va fi :

$$\underline{I}_\mu=\frac{\underline{U}_1}{\mathrm{j}(X_{\sigma 1}+X_m)}. \tag{4.67}$$

Condiția de autoexcitare implică ca cei doi curenți să aibă valori egale și să fie de sens opus, adică

$$\mathrm{j}\omega C\underline{U}_1=-\frac{\underline{U}_1}{\mathrm{j}(X_{\sigma 1}+X_m)}. \tag{4.68}$$

Din egalitatea (4.68) rezultă că

$$(X_{\sigma 1}+X_m)\,\omega C=1 \tag{4.69}$$

și deci pulsația tensiunii la borne este :

$$\omega=\frac{1}{\sqrt{C\,(L_{\sigma 1}+L_m)}}. \tag{4.70}$$

Reactanța X_m corespunzătoare cîmpului magnetic principal se modifică în limite largi datorită saturației și curba $U_1=f(I_\mu)$ are forma cunoscută a unei caracteristici magnetice (fig. 4.41). Curba $U_1=f(I_C)$ este o

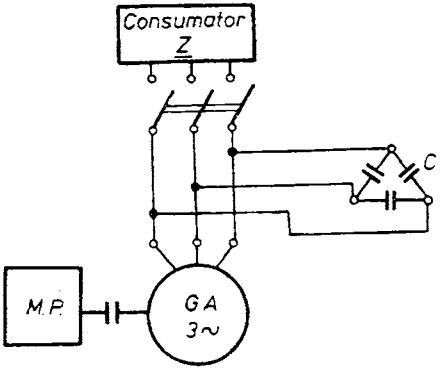


Fig. 4.40. Generatorul asincron autoexcitat :
Z — consumator; C — capacitatea pentru autoexcitație.

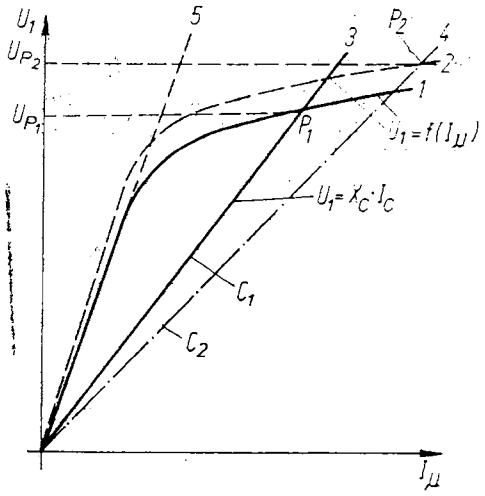


Fig. 4.41. Autoexcitarea generatorului asincron.

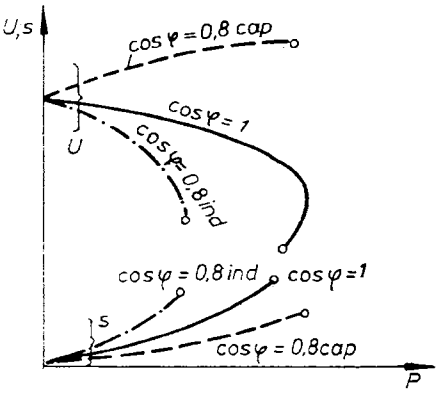


Fig. 4.42. Caracteristicile în sarcină ale generatorului asincron autoexcitat:

a — consumator rezistiv; *b* — consumator inductiv; *c* — consumator capacitiv.

dreaptă şi punctul de funcţionare este la intersecţia celor două curbe, conform figurii 4.41. Curba *1* corespunde rotirii rotorului cu turaţia n_I iar curba *2* — unei turaţii $n_{II} > n_I$. La capacităţi C date, tensiunea U_1 la bornele generatorului funcţionînd în gol este U_{P1}, dacă turaţia este n_I şi U_{P2} — dacă turaţia este n_{II} (panta dreptei $U_1=f(I_C)$ este diferită în funcţie de reactanţa $X_C=\frac{1}{\omega C}=\frac{1}{2\pi\cdot p\cdot n\cdot C}$). Fenomenele se petrec în mod

similar şi atunci cînd turaţia este constantă şi se modifică numai valoarea capacităţii. După cum se observă din figura 4.41 tensiunea la mers în gol creşte cu creşterea turaţiei la aceeaşi capacitate şi, de asemenea, creşte cu creşterea capacităţii, la aceeaşi turaţie.

La limită, dacă valoarea capacităţii duce la suprapunerea dreptei $U_1=f(I_C)$ peste porţiunea liniară a caracteristicii magnetice $U_1=f(I_\mu)$ (curba 5), funcţionarea este instabilă, deoarece nu există un punct unic de intersecţie a celor două curbe şi prin urmare procesul amorsării nu are loc.

Aşadar procesul autoexcitării generatorului asincron presupune existenţa unui cîmp remanent în rotorul maşinii (sau un impuls de curent din exterior) şi o valoare a capacităţilor C mai mare decît valoarea limită corespunzătoare suprapunerii dreptei $X_C I_C$ peste porţiunea liniară a caracteristicii magnetice.

La conectarea în sarcină a generatorului asincron autonom, caracteristicile de funcţionare depind într-o măsură importantă de caracterul şi valoarea sarcinii. La o sarcină ohmic-capacitivă tensiunea creşte cu sarcina şi introducerea în plus a altor capacităţi echivalează cu creşterea capacităţii de magnetizare.

La o sarcină ohmic-inductivă tensiunea scade cu sarcina deoarece capacitatea echivalentă de magnetizare se reduce.

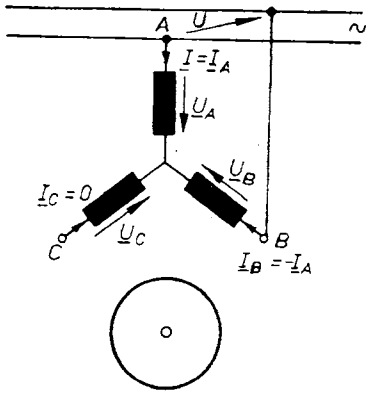


Fig. 4.43. Motorul monofazat normal.

Pentru o sarcină ohmică situația este intermediară. Caracteristicile de funcționare în sarcină ($U=f(P)$ și $s=f(P)$) sînt date în figura 4.42. Funcționarea stabilă are loc, așa cum se cunoaște, pînă la limita cuplului maxim.

Instalațiile din microcentralele prevăzute cu generatoare asincrone funcționînd autonom sînt automatizate, iar reglarea poate fi realizată de la distanță.

4.8. MAȘINI ASINCRONE MONOFAZATE ȘI LINIARE

La puteri mici unde sistemul de alimentare este de obicei monofazat, motoarele asincrone se execută sub formă monofazată.

Motoarele monofazate se construiesc sub următoarele variante : *motoare monofazate normale, cu fază auxiliară și cu poli ecranați.*

4.8.1. MOTORUL MONOFAZAT NORMAL

Motorul monofazat normal rezultă dintr-un motor trifazat obișnuit alimentat de la o rețea monofazată, între fazele A și B (fig. 4.43).

Studiul unei astfel de mașini se face prin metoda componentelor simetrice și astfel teoria motorului monofazat se reduce la cea a unei mașini trifazate.

Pentru situația din figura 4.43 componentele simetrice vor fi :

$$\underline{I}_{A1}=\frac{1}{3}(\underline{I}_A+\underline{a}\underline{I}_B+\underline{a}^2\underline{I}_C)=\frac{1}{3}(1-\underline{a})\ \underline{I}, \tag{4.71}$$

$$\underline{I}_{A2}=\frac{1}{3}(\underline{I}_A+\underline{a}^2\underline{I}_B+\underline{a}\underline{I}_C)=\frac{1}{3}(1-\underline{a}^2)\ \underline{I}, \tag{4.72}$$

$$\underline{I}_{A0}=\frac{1}{3}(\underline{I}_A+\underline{I}_B+\underline{I}_C)=0. \tag{4.73}$$

Sistemul de curenți de succesiune directă : $\underline{I}_{A1}$, $\underline{I}_{B1}$, $\underline{I}_{C1}$ va crea un cîmp învîrtitor în sens direct. Față de acest cîmp alunecarea mașinii este :

$$s_1=s=\frac{n_1-n}{n_1}. \tag{4.74}$$

Față de cîmpul învîrtitor de sens invers creat de curenții de succesiune inversă $\underline{I}_{A2}$, $\underline{I}_{B2}$, $\underline{I}_{C2}$, cîmp ce se rotește cu turația $-n_1$, alunecarea mașinii este :

$$s_2=\frac{-n_1-n}{-n_1}=2-s. \tag{4.75}$$

Cu aceste precizări, impedanțele echivalente ale mașinii, folosind schema în T (fig. 4.15) rezultă :

$$\underline{Z}_{e1}=\underline{Z}_1+\frac{\underline{Z}_m\left(\frac{R'_2}{s}+jX'_{\sigma 2}\right)}{\frac{R'_2}{s}+jX'_{\sigma 2}+\underline{Z}_m} \tag{4.76}$$

pentru succesiunea directă și

$$\underline{Z}_{e2}=\underline{Z}_1+\frac{\underline{Z}_m\left(\frac{R'_2}{2-s}+jX'_{\sigma 2}\right)}{\frac{R'_2}{2-s}+jX'_{\sigma 2}+\underline{Z}_m} \tag{4.77}$$

pentru succesiunea inversă.

Notînd cu $\underline{U}_{A1}$, $\underline{U}_{A2}$, $\underline{U}_{A0}$ componentele simetrice ale tensiunii pe faza A, ele se pot exprima în funcție de curenți sub forma :

$$\underline{U}_{A1}=\underline{Z}_{e1}\cdot\underline{I}_{A1}\,;\quad \underline{U}_{A2}=\underline{Z}_{e2}\cdot\underline{I}_{A2}\,;\quad \underline{U}_{A0}=0. \tag{4.78}$$

În mod analog pentru fazele B și C se obține :

$$\underline{U}_{B1}=\underline{a}^2\underline{U}_{A1}=\underline{a}^2\cdot\underline{Z}_{e1}\cdot\underline{I}_{A1}\,;\quad \underline{U}_{B2}=\underline{a}\underline{U}_{A2}=\underline{a}\cdot\underline{Z}_{e2}\cdot\underline{I}_{A2} \tag{4.79}$$

$$\underline{U}_{C1}=\underline{a}\cdot\underline{U}_{A1}=\underline{a}\cdot\underline{Z}_{e1}\cdot\underline{I}_{A1}\,;\quad \underline{U}_{C2}=\underline{a}^2\cdot\underline{U}_{A2}=\underline{a}^2\cdot\underline{Z}_{e2}\cdot\underline{I}_{A2} \tag{4.80}$$

Cum $\underline{U}=\underline{U}_A-\underline{U}_B$, rezultă că :

$$\underline{U}=(\underline{U}_{A1}+\underline{U}_{A2})-(\underline{U}_{B1}+\underline{U}_{B2})=\underline{Z}_{e1}\cdot\frac{1}{3}(1-\underline{a})\underline{I}+\underline{Z}_{e2}\cdot\frac{1}{3}(1-\underline{a}^2)\underline{I}-$$

$$-\underline{a}^2\cdot\underline{Z}_{e1}\cdot\frac{1}{3}(1-\underline{a})\underline{I}+\underline{a}\cdot\underline{Z}_{e2}\cdot\frac{1}{3}(1-\underline{a}^2)\underline{I}=\underline{I}\cdot\left[\underline{Z}_{e1}\left(\frac{1-\underline{a}-\underline{a}^2+1}{3}\right)+\right.$$

$$\left.+\underline{Z}_{e2}\left(\frac{1-\underline{a}^2-\underline{a}+1}{3}\right)\right]=\underline{I}\cdot(\underline{Z}_{e1}+\underline{Z}_{e2})\,, \tag{4.81}$$

deoarece așa cum rezultă din explicativa din figura 4.44 fazorul $-\underline{a}^2-\underline{a}=1$.

Rezultă astfel că impedanța echivalentă a mașinii asincrone normale este suma celor două impedanțe corespunzătoare celor două succesiuni. Schema echivalentă corespunzătoare ecuației (4.81) este dată în figura 4.45.

Cuplul electromagnetic rezultă ca sumă a cuplurilor corespunzătoare celor două succesiuni : cuplul activ M_1 determinat de curenții de succesiune directă și cuplul pasiv M_2 determinat de curenții de succesiune inversă :

$$M=M_1+M_2. \tag{4.82}$$

La alunecare zero pentru succesiunea directă, pentru succesiunea inversă alunecarea este $s_2=2-s_1\cong 2$ respectiv la alunecarea 2 pentru succesiunea directă, pentru succesiunea inversă alunecarea este $s_2=0$.

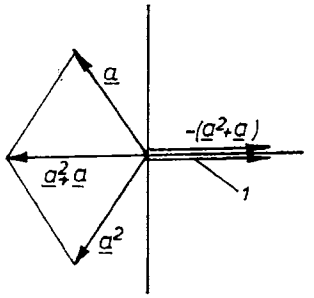


Fig. 4.44. Explicativă la calculul fazorului — $(\underline{a}^2+\underline{a})$.

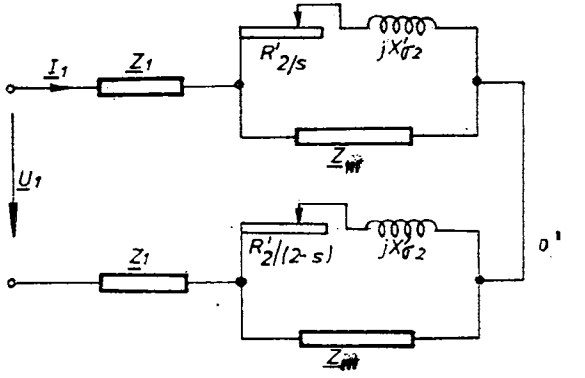


Fig. 4.45. Schema electrică echivalentă a mașinii asincrone monofazate.

Cu aceste observații s-au trasat în figura 4.46 caracteristicile cuplului pentru cele două succesiuni și pe baza lor caracteristica cuplului rezultant M. După cum se observă din figura 4.46 cuplul de pornire al motorului monofazat la alunecarea $s=1$ este nul, iar cuplul critic M_m este mai mic decît cuplul critic corespunzător alimentării trifazate. Pentru a porni, acest motor monofazat are nevoie de un impuls de turație, după care el se va roti în sensul impulsului imprimat la arbore.

După ce a atins turația de mers în gol, într-un sens sau în celălalt, dacă este antrenată din exterior de un cuplu activ cu turație suprasincronă mașina trece în regim de generator. Motorul monofazat normal nu are regim de frînă.

Deoarece la același cuplu rezistent M_r alunecarea cu care funcționează motorul monofazat este s_1 mai mare decît alunecarea corespunzătoare motorului trifazat, care este s_3, rezultă că pierderile rotorice sînt mai mari și ca urmare randamentul motorului scade cu 3÷4% față de motorul trifazat similar.

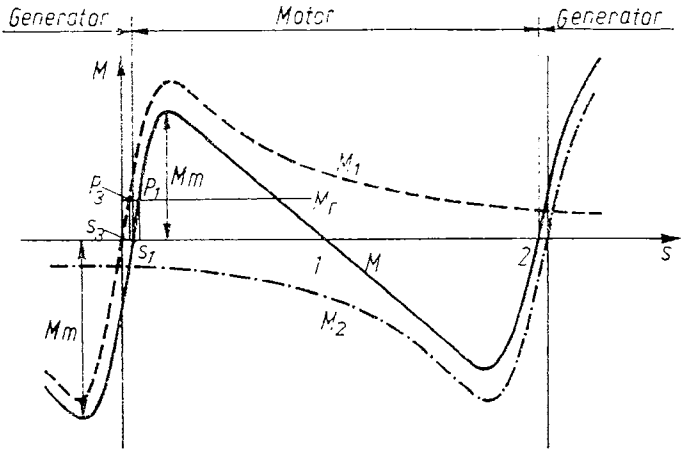


Fig. 4.46. Caracteristica cuplului mașinii monofazate normale.

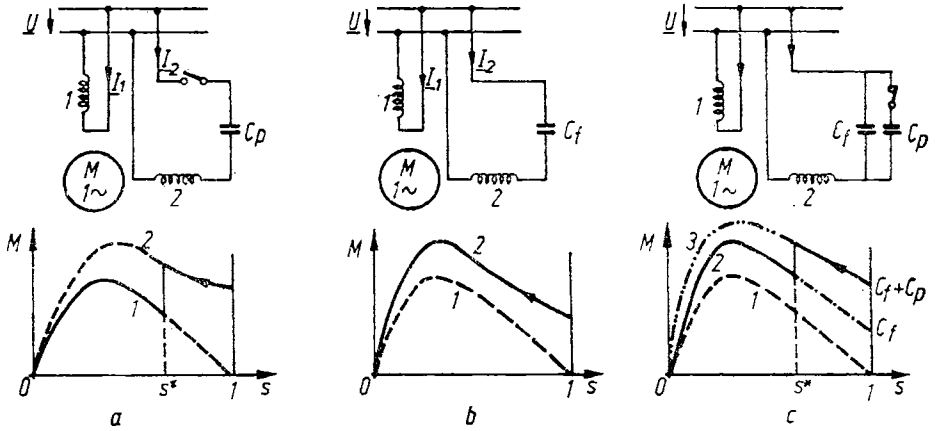


Fig. 4.47. Caracteristicile cuplului la motoarele monofazate cu condensator :
a — motoare cu condensator de pornire (C_p) ; *b* — motoare cu condensator de funcționare (C_f)
c — motoare cu două condensatoare: de pornire și de funcționare.

La alimentarea monofazată a unui motor trifazat, datorită faptului că 33% din crestături rămîn nealimentate, puterea scade la 2/3 din puterea nominală a motorului trifazat.

4.8.2. MOTORUL MONOFAZAT CU FAZĂ AUXILIARĂ

Pentru a realiza un cuplu de pornire diferit de zero, cele 1/3 crestături statorice nefolosite pot fi utilizate pentru a se plasa o înfășurare suplimentară *2* (fig. 4.47) în cvadratură electrică cu înfășurarea principală *1* (fig. 4.47), înfășurarea respectivă conectîndu-se la aceeași rețea monofazată. În acest fel, în stator se obține o înfășurare bifazată. Realizarea unui defazaj cît mai aproape de $\frac{\pi}{2}$ radiani electrici între curenții $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_2$ e posibilă prin înserierea cu înfășurarea suplimentară a unei impedanțe exterioare potrivite $\underline{Z}$. Acest rol, în majoritatea cazurilor, este îndeplinit de o reactanță capacitivă (fig. 4.47).

În practică sînt întîlnite situațiile cînd condensatorul este folosit numai la pornire (fig. 4.47, *a*) sau și în funcționare (fig. 4.47, *b* și *c*).

Mașina monofazată cu înfășurare auxiliară și condensator intercalat în circuitul acesteia este de fapt o mașină bifazată nesimetrică, parcursă de curenții $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_2$ care, în general, nu sînt defazați riguros la 90°. Ca urmare, în stator ia naștere un cîmp magnetic învîrtitor eliptic ; prin caracterul său rotitor, acest cîmp este capabil să dezvolte un cuplu de pornire diferit de zero, care asigură pornirea motorului.

Cînd motorul ajunge la alunecarea s^* (fig. 4.47) un regulator centrifugal deconectează capacitatea de pornire C_p și punctul de funcționare se mută de pe caracteristica *2* pe caracteristica *1* (fig. 4.47, *a*), sau de pe caracteristica *3* pe caracteristica *2* (fig. 4.47, *c*) (în situația cînd motorul este prevăzut și cu un condensator care se menține în circuit și la funcționare).

Pentru modificarea sensului de rotație se procedează similar ca la motorul trifazat, adică se inversează legarea la rețea a bornelor unei înfășurări (a celei principale sau a celei auxiliare).

În unele cazuri, la puteri mici, în serie cu faza auxiliară, în locul condensatoarelor, care sînt scumpe, se conectează rezistențe, care sînt mai ieftine.

4.8.3. MOTORUL MONOFAZAT CU POLI ECRANAȚI

Motorul monofazat cu poli ecranați prezintă avantaje legate de simplitatea constructivă, de faptul că dezvoltă un cuplu $M_p \neq 0$ și de siguranță în funcționare, motive pentru care a înlocuit în unele sectoare motoarele monofazate cu fază auxiliară deconectabilă și pe cele monofazate cu colector.

Statorul motorului are poli aparenți pe care este plasată înfășurarea monofazată *1* (fig. 4.48) care produce cîmpul principal din mașină $\underline{B}_1$.

Rolul înfășurării auxiliare îl are spira în scurtcircuit *2*, care „ecranează" aproximativ 30% din suprafața polului $\left(\frac{a}{b} \cong \frac{1}{2}\right)$. Datorită acestei ecranări cîmpul magnetic B_{2s}, produs de spira în scurtcircuit și cîmpul principal vor da în zona ecranată cîmpul rezultant, $\underline{B}_2$, defazat în urma cîmpului principal $\underline{B}_1$ cu unghiul electric α. Cîmpurile magnetice $\underline{B}_1$ și $\underline{B}_2$, de amplitudini diferite dar defazate în timp și în spațiu, vor da naștere la un cîmp magnetic învîrtitor eliptic și ca urmare rotorul va fi antrenat în sensul cîmpului învîrtitor. Cum sensul cîmpului învîrtitor este de la porțiunea neecranată spre cea ecranată, rezultă că motorul cu poli ecranați, în construcția obișnuită, are un sens de rotație bine stabilit. Pentru inversarea sensului de rotație motorul monofazat cu poli ecranați trebuie să fie prevăzut cu două spire în scurtcircuit pe fiecare pol. Prin punerea în scurtcircuit a uneia sau a alteia din spire rezultă unul sau altul din sensurile de rotație.

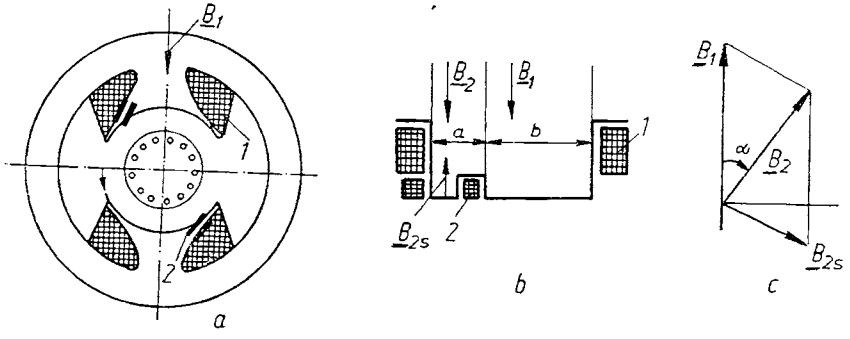


Fig. 4.48. Motorul monofazat cu poli ecranați :

1 — înfășurarea monofazată; *2* — spira în scurtcircuit; *a* — schița constructivă; *b* — cîmpurile magnetice ale înfășurării principale și ale spirei în scurtcircuit; *c* — compunerea fazorială a cîmpurilor magnetice.

Maşina electrică liniară provine din maşina rotativă obişnuită prin desfăşurarea acesteia din urmă într-un plan. Se pot realiza, în principiu, maşini liniare din toate tipurile clasice de maşini electrice rotative.

Motorul asincron liniar constă dintr-un miez feromagnetic prevăzut cu crestături în care se plasează înfăşurarea trifazată, care urmează să fie alimentată de la un sistem trifazat de tensiuni (fig. 4.49). Acesta constituie inductorul. În vecinătatea inductorului, pe partea crestăturilor, se plasează indusul maşinii care de obicei are o formă constructivă simplă, fiind format din două plăci : una de aluminiu sau cupru, prin care se închid curenţii determinaţi de tensiunile induse şi o placă de fier, care să uşureze închiderea cîmpului magnetic (fig. 4.50).

Prin punerea sub tensiune a înfăşurării primare în spirele acesteia vor lua naştere curenţi. Aceşti curenţi vor produce un cîmp magnetic alunecător similar cîmpului învîrtitor de la maşinile rotative. Cîmpul magnetic alunecător creat de inductor va induce în indus tensiuni care vor da naştere la curenţi de forma celor din figura 4.50. Din interacţiunea cîmpului magnetic B şi a curenţilor i din indus rezultă *forţa de propulsie* (sau forţa longitudinală) f care va deplasa inductorul faţă de indus. Componentele laterale (de întoarcere) ale curentului din indus determină *forţele transversale* neutile f_1 şi f_2. Dacă indusul este plasat simetric faţă de inductor atunci forţele f_1 şi f_2 sînt egale şi de sens opus şi deci nu apare componentă transversală pentru forţa rezultantă. Cînd inductorul este plasat asimetric faţă de indus f_1 nu mai este egală cu f_2 şi rezultă o forţă transversală nenulă care are tendinţa să mărească descentrarea.

Această observaţie este utilă în proiectare şi de ea se ţine seama în dimensionarea ghidajului căii de rulare.

De asemenea existenţa cîmpului magnetic B în întrefierul motorului dă naştere şi la o *forţă normală* de atracţie între inductor şi indus. Această forţă este micşorată de componenta de levitaţie a forţei curenţilor din indus şi în unele situaţii forţa rezultantă normală poate fi de levitaţie, tinzînd să mărească întrefierul.

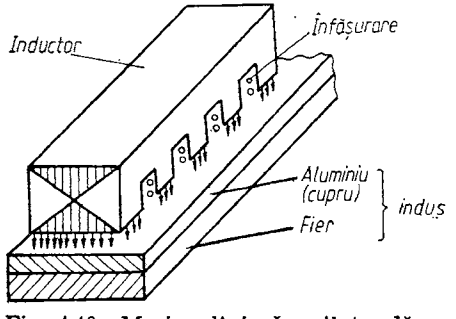


Fig. 4.49. Maşina liniară unilaterală — cu indus aluminiu (cupru) pe fier masiv.

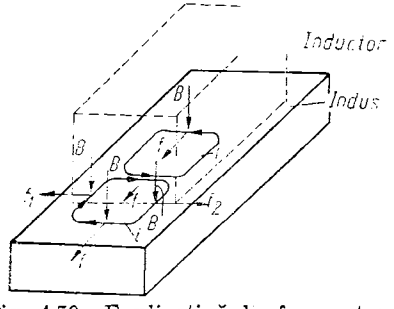


Fig. 4.50. Explicativă la forma traiectoriei curenţilor induşi şi la apariţia forţei de propulsie şi a forţei transversale :

f — forţa de propulsie (longitudinală); f_1 — forţa transversală.

Viteza de deplasare a cîmpului alunecător rezultă din relația omoloagă de la mașina rotativă : $n_1 = f_1/p$ în felul următor :

$$v_1 = \Omega_1 \cdot R = 2\pi n_1 \cdot R = 2\pi R n_1 = 2p\tau \cdot n_1.$$

Viteza sincronă a cîmpului alunecător este prin urmare :

$$v_1 = 2p\tau \frac{f_1}{p} = 2\tau f_1. \tag{4.83}$$

Viteza indusului fiind v, alunecarea cu care funcționează mașina rezultă :

$$s = \frac{v_1 - v}{v_1}. \tag{4.84}$$

Ca și la mașina rotitoare, frecvența în indus are valoarea

$$f_2 = s \cdot f_1. \tag{4.85}$$

Valoarea alunecării cu care funcționează motorul depinde de natura materialului indusului și este cu atît mai mică cu cît materialul indusului are conductibilitatea mai mare.

Randamentul mașinii crește cu scăderea alunecării, ceea ce se observă și din relația (4.45).

Caracteristicile mecanice pentru trei tipuri de indus sînt date în figura 4.51. La aceeași forță rezistentă F_r rezultă trei valori ale vitezei indusului : v', v'', v''' fiind funcție de natura materialului din care este construit indusul. Caracteristica a corespunde unui motor cu indusul din cupru ; caracteristica b este pentru un motor cu indus din aluminiu ; caracteristica c corespunde la un motor cu indus din fier masiv.

În figura 4.52 sînt prezentate caracteristicile de funcționare : $\eta = f(v)$, $\cos\varphi = f(v)$, $I_1 = f(v)$ și $F = f(v)$ pentru un motor cu indusul din placă de aluminiu pe fier masiv, avînd $v_1 = 6$ m/s la $f_1 = 50$ Hz.

Din punct de vedere constructiv indusul motorului liniar poate fi sub formă plană — motor liniar plan (fig. 4.49), sau sub formă tubulară — motor liniar tubular (fig. 4.53).

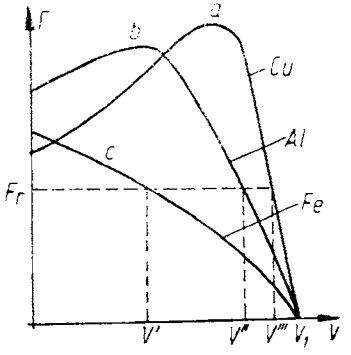


Fig. 4.51. Caracteristicile mecanice la o mașină liniară cu același inductor și induși diferiți.

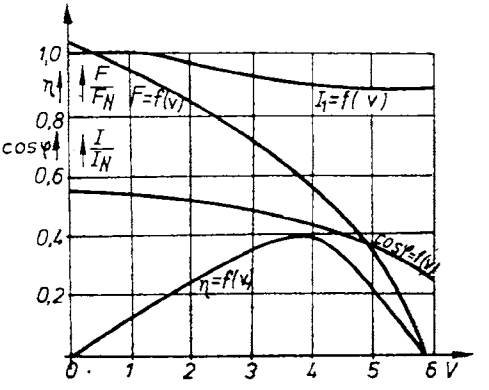


Fig. 4.52. Caracteristicile de funcționare în sarcină la un motor liniar de mică viteză.

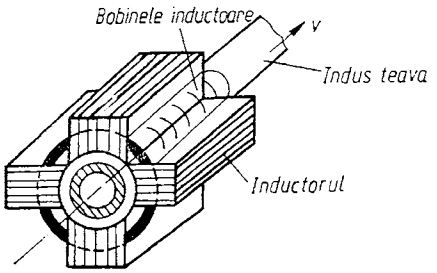


Fig. 4.53. Maşina liniară tubulară.

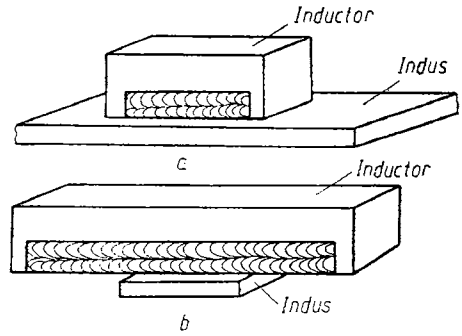


Fig. 4.54. Maşina liniară unilaterală : *a* — cu inductor scurt şi indus lung; *b* — cu inductor lung şi indus scurt.

Avînd în vedere lungimea relativă a inductorului faţă de indus, maşinile liniare se execută sub două forme : maşini cu indus lung şi inductor scurt (fig. 4.54, *a*) şi maşini cu indus scurt şi inductor lung (fig. 4.54, *b*). Execuţia maşinii liniare cu indus lung şi inductor scurt se aplică la vehiculele magnetice. Varianta cu indus scurt şi inductor lung se foloseşte în acţionările pe distanţe reduse (exemplu maşini liniare oscilante) şi nu pune probleme la captarea curentului, inductorul fiind fix.

Regimul de generator la maşina liniară se obţine pentru $v > v_1$, iar regimul de frînă pentru $v < 0$ (fig. 4.55). Maşina liniară se foloseşte în special ca motor sau ca frînă.

Ca motor, maşina asincronă liniară şi-a găsit o deosebită aplicaţie în transportul de mare viteză, la vehiculele magnetice cu suspensie pe pernă magnetică sau pe pernă de aer. În transportul de mică viteză, unde motorul liniar are performanţe mai modeste, acest tip de maşină se foloseşte la acţionarea podurilor rulante, a transportoarelor, a uşilor glisante, ca şi a altor mecanisme cu mişcare de translaţie.

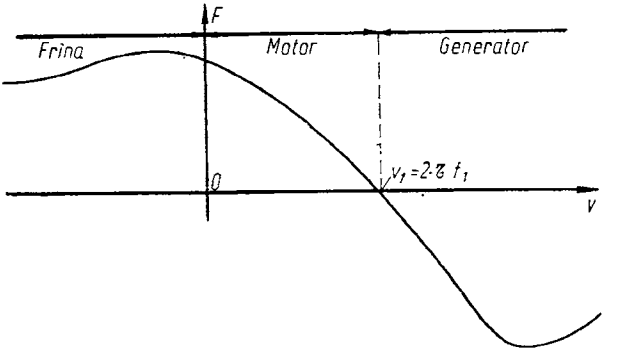


Fig. 4.55. Regimurile de funcţionare la o maşină liniară.

4.9. REGULATORUL DE INDUCŢIE

Funcţionarea maşinii asincrone ca regulator de inducţie se obţine printr-o conectare de tip transformatoric a înfăşurărilor rotorice şi statorice, rotorul urmînd a se bloca în diferite poziţii. Regulatorul de induc-

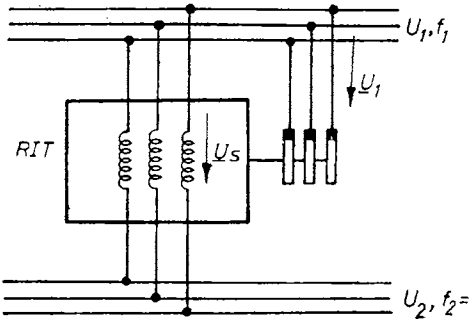


Fig. 4.56. Regulatorul de inducție trifazat.

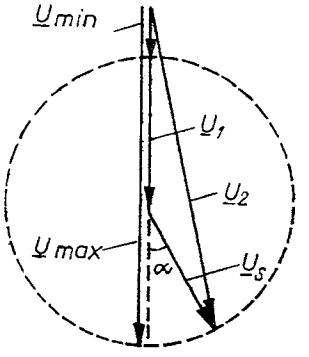


Fig. 4.57. Explicativă la obținerea tensiunii U_2 dată de un regulator de inducție trifazat simplu.

ție servește la obținerea unor tensiuni reglabile. Regulatorul de inducție se construiește în două variante : trifazat și monofazat.

4.9.1. REGULATORUL DE INDUCȚIE TRIFAZAT

Înfășurarea rotorică a mașinii se leagă la rețeaua de tensiune U_1, rotorul constituind inductorul mașinii, statorul fiind indusul. Capetele de început ale înfășurării statorice sînt legate la rețeaua U_1, iar capetele de sfîrșit la rețeaua de tensiune U_2 (fig. 4.56).

Înfășurarea rotorică fiind alimentată la tensiunea U_1 în mașină se va produce un cîmp învîrtitor care va induce în înfășurarea statorică tensiunea U_s, de valoare constantă dar defazată față de tensiunea U_1 cu unghiul α, corespunzător poziției date a rotorului (dintre axele înfășurărilor rotorice și statorice).

Tensiunea $\underline{U}_2$ se obține prin adunarea fazorială a tensiunilor $\underline{U}_1$ și $\underline{U}_s$, conform figurii 4.57 :

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 + \underline{U}_s. \tag{4.86}$$

Valoarea maximă a tensiunii U_2 este :

$$U_{max} = U_1 + U_s \tag{4.87}$$

iar valoarea minimă

$$U_{min} = U_1 - U_s \tag{4.88}$$

și corespund situațiilor cînd axele înfășurărilor coincid fiind în același sens sau în sens invers. Acest regulator de inducție care are un singur stator și un rotor (a cărui poziție se fixează obișnuit printr-un sistem de roți dințate cu melc) se numește *regulator de inducție simplu.* În sarcină, cînd curentul prin secundar este diferit de zero, ia naștere un cuplu electromagnetic care tinde să rotească rotorul dar care avînd sistemul de poziționare cu roată melcată, rămîne în repaus. Se poate anula acest cuplu prin folosirea a două regulatoare de inducție simple care au rotoarele (cu-

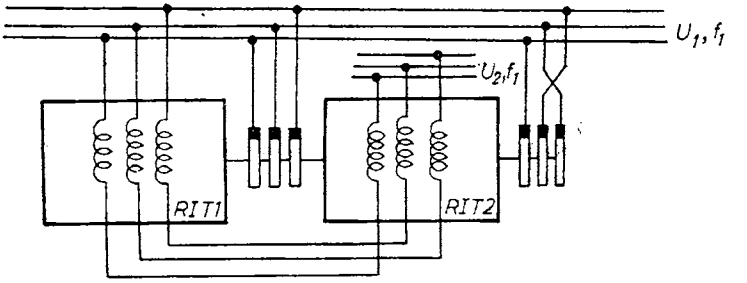


Fig. 4.58. Regulatorul de inducție trifazat dublu.

plate mecanic între ele) legate la aceeași rețea dar cu succesiunea fazelor diferite pentru a realiza cîmpuri învîrtitoare inverse. Înfășurările statorice sînt înseriate dar în succesiune inversă (fig. 4.66). Se obține astfel un *regulator de inducție dublu* a cărui schemă electrică este dată în figura 4.58. Tensiunea U_2 rezultă în mod analog și este dată tot de relația 4.86, cu precizarea că $\underline{U}_s$ are valoarea :

$$\underline{U}_s = \underline{U}_{s1} + \underline{U}_{s2}. \tag{4.89}$$

Diagrama fazorială a regulatorului de inducție dublu este dată în figura 4.59. Spre deosebire de regulatorul de inducție simplu care modifică valoarea și faza tensiunii, regulatorul de inducție dublu modifică numai valoarea tensiunii, ceea ce în unele aplicații este avantajos.

4.9.2. REGULATORUL DE INDUCȚIE MONOFAZAT

Înfășurarea rotorică monofazată a mașinii se leagă la o sursă monofazată și constituie inductorul, iar înfășurarea statorică are un capăt legat la rețeaua de tensiune U_1 iar celălalt capăt este legat la rețeaua de tensiune U_2 (fig. 4.60).

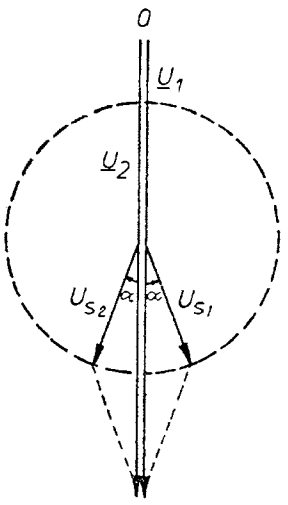


Fig. 4.59. Explicativă la obținerea tensiunii U_2 dată de un regulator de inducție trifazat dublu.

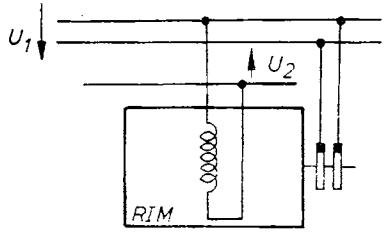


Fig. 4.60. Regulatorul de inducție monofazat.

PROBLEME

4P.1. Pe plăcuța indicatoare a unui motor asincron trifazat sînt specificate următoarele date: $P_n=14$ kW ; $U_{1n}=380/220$ V ; $f_1=50$ Hz ; $n_n=1\,455$ rot/min ; $\eta_n=0{,}88$; $\cos\varphi_{1n}=0{,}87$.

Să se determine: numărul de perechi de poli, curentul nominal, alunecarea nominală și frecvența rotorică.

R : $p=2$; $I_{1n}=27{,}8$ A ; $s_n=3\%$; $f_2=1{,}5$ Hz.

4P.2. Se dă motorul asincron trifazat avînd datele: $P_n=22$ kW ; $U_{1n}=380$ V ; $f_1=50$ Hz ; $p=3$; conexiune Δ.

Să se stabilească: puterea electromagnetică, cuplul electromagnetic și turația, cunoscînd pierderile mecanice $p_{mv}=440$ W și pierderile în înfășurarea rotorică $p_{br}=910$ W.

Rezolvare: $P=23{,}35$ kW ; $M=\dfrac{P}{\Omega_1}=\dfrac{pP}{2\pi f_1}=222{,}976$ Nm ; $s=\dfrac{p_{br}}{P}=0{,}039$; $n=961{,}03$ rot/min.

4P.3. Să se determine parametrii electrici ai unui motor asincron trifazat de 5 kW care are următoarele date: $U_{1n}=380$ V ; $\cos\varphi_{1n}=0{,}84$; $f_1=50$ Hz ; $p=2$; conexiune stea ; $\eta=0{,}8$; $P_{scn}=0{,}06\,P_n$; $P_{10}=0{,}02\,P_n$; $\cos\varphi_{10}=0{,}1$; $k_e=3\dfrac{R_1}{R_2'}=\dfrac{X_{\sigma 1}}{X_{\sigma 2}'}=\dfrac{1}{1{,}2}$; $X_{\sigma 1}=1{,}5\,R_1$. (P_{10} și $\cos\varphi_{10}$ se consideră la sincronism).

Rezolvare: $I_1=\dfrac{P_n}{\sqrt{3}\,U_{1n}\cos\varphi_{1n}}=11{,}305$ A ; $R_{sc}=\dfrac{P_{scn}}{m_1 I_{1n}^2}=0{,}782\ \Omega$; $R_1=0{,}355\ \Omega$; $R_2'=0{,}427\ \Omega$; $R_2=4{,}74\cdot 10^{-2}\ \Omega$; $X_{\sigma 1}=0{,}533\ \Omega$; $X_{\sigma 2}'=0{,}64\ \Omega$; $X_{\sigma 2}=7{,}11\cdot 10^{-2}\ \Omega$; $I_{10}=1{,}519$ A. Din schema echivalentă în L, pentru $s=0$, se obține: $\underline{U}_1=\underline{I}_{10}[(R_1+R_m)+j\,(X_1+X_m)]$ sau: $R_1+R_m=\dfrac{U_1\cos\varphi_{10}}{I_{10}}=14{,}483\ \Omega$; $X_{\sigma 1}+X_m=\dfrac{U_1\sin\varphi_{10}}{I_{10}}=144{,}106\ \Omega$; $R_m=14{,}128\ \Omega$; $X_m=143{,}573\ \Omega$.

4P.4. Un motor asincron trifazat cu rotor bobinat are următoarele date: $U_{1n}=380$ V ; $f_1=50$ Hz ; $p=2$; $k_e=3$; $R_1=0{,}5\ \Omega$; $X_{\sigma 1}=1\ \Omega$; $R_2'=0{,}45\ \Omega$; $X_{\sigma 2}'=0{,}8\ \Omega$; conexiune stea.

Să se determine cuplul critic, cuplul de pornire și cuplul nominal știind că $s_n=0{,}2\,s_m$.

R : $s_m=0{,}246$; $s_n=0{,}049$; $M_p=96{,}889$ Nm ; $M_m=123{,}234$ Nm ; $M_n=81{,}323$ Nm.

4P.5. Un motor asincron trifazat cu rotor bobinat, cu datele: $U_{1n}=380$ V ; $f_1=50$ Hz ; $p=2$; conexiune Y ; $\cos\varphi_n=0{,}83$; $\eta_n=0{,}85$, are următoarele pierderi: $P_{Fe}=825$ W, $p_b=2\,050$ W, $p_{mv}=300$ W.

Să se determine curentul absorbit la funcționarea în sincronism, în scurtcircuit și în scurtcircuit ideal, ca valoare și fază (coordonatele punctelor D_0, D_1 și D_∞ din diagrama cercului), știind că $R_1/R_2'=0{,}8$, $I_{10}/I_{1n}=0{,}3$, $X_{\sigma 1}=0{,}02\,X_m$, $X_{\sigma 2}'=1{,}1\,X_{\sigma 1}$.

Rezolvare: $P_1=\dfrac{p_{Fe}+p_b+p_{mv}}{1-\eta_n}=25\,833$ W ; $I_{1n}=47{,}158$ A ; $R_1=0{,}136\ \Omega$; $R_2'=0{,}171\ \Omega$; $I_{10}=14{,}474$ A ; $\varphi_{10}=85{,}04^\circ$; $R_m=1{,}177\ \Omega$; $X_m=14{,}846\ \Omega$; $X_{\sigma 1}=0{,}297\ \Omega$; $X_{\sigma 2}'=0{,}327\ \Omega$. Deoarece $\dfrac{(Z_2')_{s=1}}{Z_m}=0{,}027$ se consideră $Z_m=\infty$; $C=1$; din schema echivalentă în T rezultă:

$$I_{sc}=\frac{U_1}{\sqrt{(R_1+R_2')^2+(X_{\sigma 1}+X_{\sigma 2}')^2}}=316{,}35\text{ A}\ ;\ \operatorname{tg}\varphi_{sc}=\frac{X_{\sigma 1}+X_{\sigma 2}'}{R_1+R_2'}=2{,}032\ ;\ \varphi_{sc}=63{,}8^\circ\ ;\ \underline{I}_{sc\infty}=$$

$$=\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1+jX_{\sigma 2}'}\ ;\ I_{sc\infty}=344{,}477\text{ A}\ ;\ \varphi_{sc\infty}=77{,}7^\circ.$$

4P.6. Se dă un motor asincron trifazat cu următoarele date: $f_1=50$ Hz ; $p=2$; $R_1=0{,}1\ \Omega$; $R_2'=0{,}065\ \Omega$; $X_{\sigma 1}=0{,}13\ \Omega$; $X_{\sigma 2}'=0{,}11\ \Omega$; $X_m=9{,}31\ \Omega$.

Să se determine raportul M_p/M_n știind că $M_m/M_n=2$

Rezolvare: cu $s_m=0{,}252$, $\lambda=\dfrac{R_1}{CR_2'}=1{,}517$, din $\dfrac{M_n}{M_m}=\dfrac{2\,(1+\lambda s_m)}{\dfrac{s}{s_m}+\dfrac{s_m}{s}+2\lambda s_m}$ se obține $s_n=$ $=0{,}0555$ $(0<s_n<s_m)$. Rezultă :

$$\frac{M_p}{M_n}=\frac{\left(R_1+C\dfrac{R_2'}{s_n}\right)^2+(X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')^2}{(R_1+C_1R_2')^2+(X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 2}')^2}\cdot s_n=1{,}109.$$

4P.7. Să se determine curentul de pornire al unui motor asincron cu rotor în colivie, avînd datele : $P_n=10$ kW ; $U_{1n}=380$ V ; conexiunea Δ ; $\cos\varphi_{1n}=0{,}88$; $\eta_n=$ $=0{,}89$; $I_{sc}/I_n=5{,}7$ și să se compare cu cazul cînd la pornire conexiunea ar fi Y (pornire prin comutator stea-triunghi).

Rezolvare: $I_{1n}=19{,}45$ A ; $I_p=5{,}7\ I_{1n}=111$ A. Din schema echivalentă în T, pentru $Z_m=\infty$, se obțin curenții de fază în cele două cazuri :

$I_{p\Delta f}=\dfrac{U_{1n}\sqrt{3}}{Z_{sc}}$; $I_{pYf}=\dfrac{U_{1n}}{\sqrt{3}\,Z_{sc}}$; $\underline{Z}_{sc}=\underline{Z}_1+(\underline{Z}_2')_{s=1}$. Rezultă $\dfrac{I_{pY}}{I_p}=\dfrac{1}{3}$; $I_{pY}=37$ A.

4P.8. Să se determine raportul M_{pY}/M_p pentru motorul din problema precedentă.

R : $\dfrac{M_{pY}}{M_p}=\dfrac{1}{3}$.

4P.9. Un motor asincron trifazat cu rotor bobinat, cu $p=2$, este alimentat în stator de la o rețea trifazată cu $f_1=50$ Hz, iar rotorul este alimentat cu $f_2=25$ Hz (rețea trifazată).

Să se determine turațiile posibile de funcționare ale motorului.

R : Dacă fazele statorice și rotorice au aceeași succesiune : $n_{II}=750$ rot/min, respectiv $n_{III}=2\,250$ rot/min, în cazul succesiunii inverse.

5.

MAŞINA SINCRONĂ

5.1. GENERALITĂŢI ŞI DEFINIŢII

Maşina sincronă face parte, împreună cu maşina asincronă din clasa maşinilor de curent alternativ.

Definim *maşina sincronă, o maşină electrică a cărei viteză de rotaţie se menţine într-un raport constant cu frecvenţa reţelei la care este conectată şi nu variază atunci cînd variază sarcina.*

Interdependenţa dintre frecvenţa reţelei şi viteza de rotaţie este dată de relaţia

$$f = p \cdot n. \tag{5.1}$$

Principiul de funcţionare a maşinii sincrone se bazează pe legea inducţiei electromagnetice. Inductorul, de obicei rotorul maşinii, alimentat de la o sursă de curent continuu, produce un cîmp magnetic fix faţă de rotor ; faţă de stator, acest cîmp magnetic devine cîmp magnetic învîrtitor, prin rotirea inductorului cu turaţia n şi induce tensiuni alternative în fazele înfăşurării indusului. Dacă maşina este în sarcină sistemul de curenţi m-fazaţi ai indusului produce la rîndul lui *un cîmp magnetic învîrtitor, în sincronism cu turaţia rotorului.*

Înfăşurarea prin care circulă curenţii electrici alternativi se numeşte *înfăşurarea indusului,* iar cea prin care circulă curentul electric continuu se numeşte *înfăşurarea de excitaţie.* Un tip special de maşină sincronă îl reprezintă maşina sincronă reactivă, al cărei inductor nu este prevăzut cu înfăşurare de excitaţie, prezentînd doar o construcţie cu asimetrie magnetică [3].

Maşinile sincrone sînt actualmente principalele surse de energie electrică, fiind utilizate în cea mai mare măsură ca maşini *generatoare.* În funcţie de tipul maşinii de antrenare se deosebesc :

a) *Turbogeneratoare* — generatoare sincrone cu rotorul cu poli plini, utilizate la turaţii ridicate ($n = 1\,000$, $1\,500$ şi $3\,000$ rot/min pentru $f = 50$ Hz), la care maşina primară este o turbină cu aburi sau cu gaze. Turbogeneratoarele s-au construit pînă la puteri de 1 500 MVA, fiind în studiu şi puteri de peste 2 000 MVA.

b) *Hidrogeneratoare* — generatoare sincrone cu rotorul avînd poli proeminenţi (aparenţi), folosite la turaţii scăzute (sub 1 000 rot/min), la care maşina primară este o maşină hidraulică. În prezent puterea maximă atinsă este de 823,6 MVA, la 90,9 rot/min.

Mașina sincronă poate furniza și numai putere reactivă, fiind utilizată pentru îmbunătățirea factorului de putere, purtînd denumirea de *compensator sincron*. Aceste tipuri de mașini sincrone se execută pentru puteri cuprinse între 1MVAr și 200 MVAr.

Fiind o mașină reversibilă, mașina sincronă poate funcționa și în regimul de *motor sincron*. Utilizarea motorului sincron se face în acționări electrice care nu necesită modificarea turației. Puterea motoarelor sincrone realizate se situează între puteri de ordinul waților (micromașini) pînă la puteri de 20 MW.

Tensiunile de lucru ale mașinilor sincrone obișnuite variază între 400 V și 24 kV.

5.2. ELEMENTE CONSTRUCTIVE

Mașinile sincrone, fiind mașini electrice rotative, sînt alcătuite din trei părți componente : statorul (indusul), rotorul (inductorul) și ansamblul pieselor de susținere mecanică (carcasa, scuturile, lagărele de ghidare și suspensie).

Statorul mașinilor sincrone este construit din tablă silicioasă ștanțată (0,5 mm) prevăzută cu crestături, în care sînt introduse bobinele înfășurării indusului (fig. 5.1, *a* și *b*). Tipul înfășurărilor este în două straturi cu pas scurtat. La mașinile cu turație lentă (numărul perechilor de poli ridicat $p>5$) se utilizează înfășurări fracționare, în vederea posibilității de reducere a armonicilor superioare ale curbei tensiunii induse. Conductoarele elementare conectate în paralel sînt supuse operației de transpoziție, pe porțiunea fierului activ, în vederea reducerii pierderilor suplimentare din cupru, cauzate de efectul pelicular (fig. 5.2).

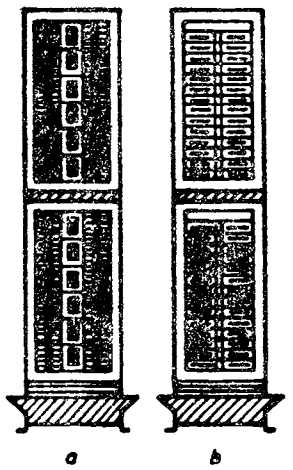


Fig. 5.1. Crestături statorice ale mașinii sincrone :

a — răcire cu gaz; *b* — răcire cu lichid.

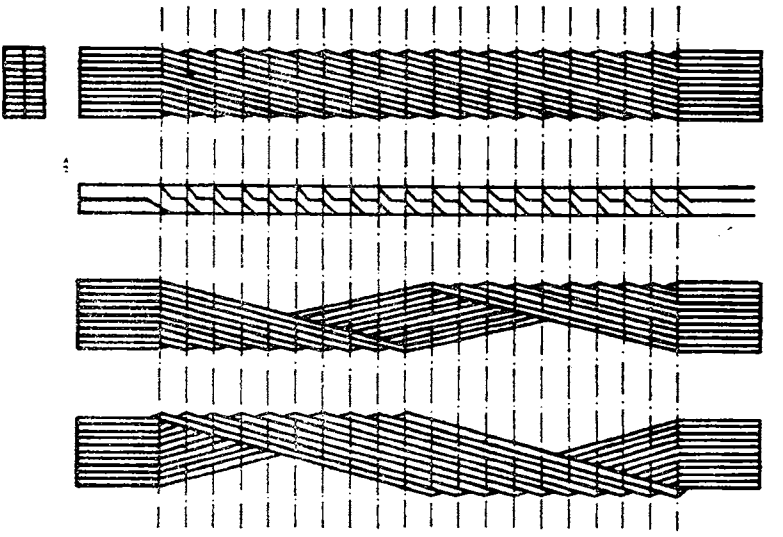


Fig. 5.2. Conductor executat din conductoare elementare transpuse.

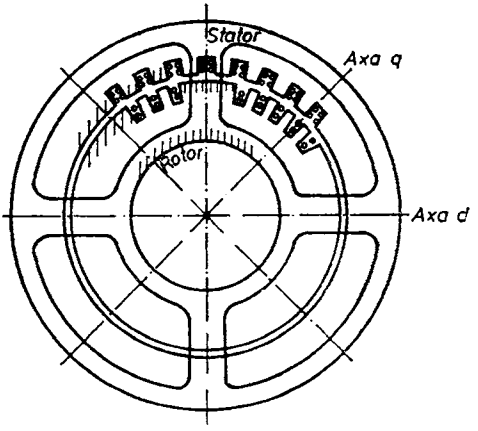


Fig. 5.3. Mașină sincronă cu rotorul cu poli plini.

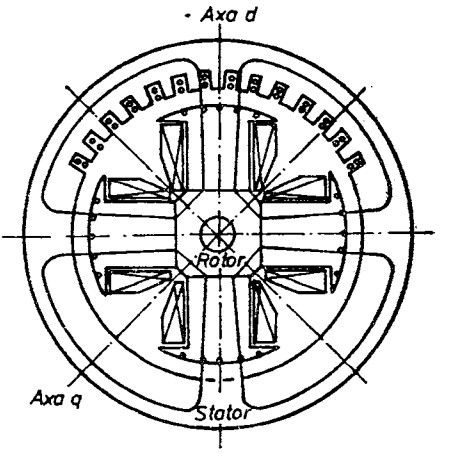


Fig. 5.4. Mașina sincronă cu rotorul cu poli aparenți.

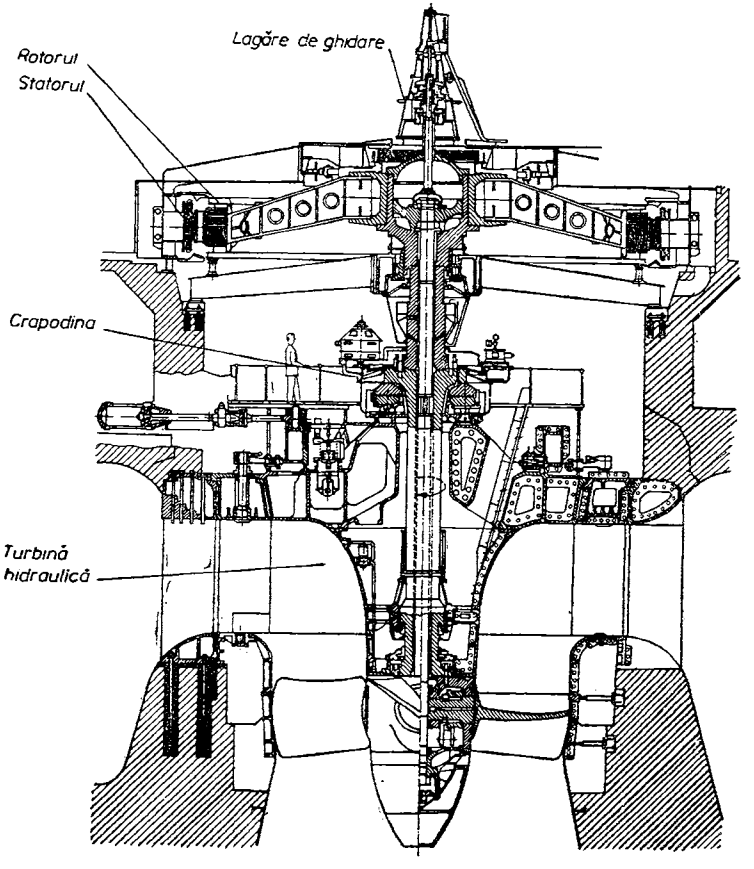


Fig. 5.5. Hidrogenerator, tip umbrelă de 28,6 MVA, 68,2 rot/min.

Rotorul mașinilor sincrone poate fi cu poli plini (fig. 5.3) sau cu poli aparenți (fig. 5.4). Polii aparenți pot fi executați din tablă ștanțată sau executați masiv. Polii se prind de coroana polară, fixată pe arborele mașinii.

Întrefierul mașinii sincrone are valori cuprinse între 0,5 și 5 cm. Întrefierul mașinii cu poli aparenți poate fi constant sau variabil pe lățimea tălpii polare ; în acest din urmă caz se obține o repartiție sinusoidală a inducției magnetice.

Elementele constructive ale mașinilor sincrone sînt dependente de genul mașinii de antrenare precum și de destinația lor. Se pot deosebi, astfel, următoarele tipuri :

1. *Generatoare sincrone cuplate cu mașini cu piston* ; aceste mașini se utilizează ca generatoare de vîrf sau surse auxiliare, pentru puteri cuprinse între 100 și 1 000 kVA. Datorită specificului motoarelor de antrenare — cuplul variază în decursul unei rotații a arborelui — la aceste generatoare se cuplează pe ax și un volant, pentru uniformizarea mișcării de rotație. În construcția mașinilor sincrone utilizate pentru nave se are în vedere și posibilitatea înclinării laterale și longitudinale a navei.

2. *Generatoare și motoare sincrone cuplate cu mașini hidraulice* ; din această categorie fac parte hidrogeneratoarele și motoarele de antrenare ale pompelor hidraulice. Puterea hidrogeneratoarelor este funcție de sursa de energie hidraulică disponibilă

$$P[\mathrm{kW}] = 9{,}81 Q[\mathrm{m^3/s}] \cdot H[\mathrm{m}] \eta. \qquad (5.2)$$

La căderi mari de apă ($H = 500$—600 m) se utilizează hidrogeneratoare cu ax orizontal, antrenate de turbine Pelton. La căderi mijlocii de apă ($H = 350$ m) se utilizează hidrogeneratoare cu ax vertical, antrenate de turbine Francis. La căderi mici de apă ($H = 50$ m) hidrogeneratoarele folosite sînt executate cu ax vertical și antrenate de turbine Kaplan (fig. 5.5 și 5.6).

Puterile hidrogeneratoarelor realizate pînă în prezent au înregistrat în ultimii ani un salt deosebit și sînt în creștere pe măsură ce se pun în valoare potențialele energetice de mare anvergură. În tabelul 5.1 sînt redate cîteva din hidrogeneratoarele realizate la I.C.M. Reșița.

În vederea exploatării și a resurselor hidroenergetice de mică putere se construiesc astăzi grupuri de generatoare — turbine hidraulice cu puteri cuprinse între 2,5—10 kVA la generatoarele monofazate și 10—50 kVA la generatoarele trifazate (la întreprinderea Electromotor Timișoara).

Hidrogeneratoarele cu ax vertical se construiesc în două variante :

— tipul suspendat, la care lagărul axial este dispus deasupra rotorului, în steaua superioară de susținere și cuprinde hidrogeneratoarele cu turație nominală mai mare de 150 rot/min (fig. 5.6). Această construcție se recomandă pentru sarcini axiale relativ scăzute și diametre mari ;

— tipul în umbrelă (fig. 5.5), care are o construcție ușoară, fiind preferat pentru sarcini axiale mai ridicate.

Hidrogeneratoarele sînt prevăzute cu următoarele instalații auxiliare : sistemul de excitație, instalația de frînare și ridicare a rotorului, instalația de stingere a incendiului, instalația de control termic, elementele de automatică și aparatele de măsură.

3. *Turbogeneratoare*. Turbogeneratoarele sînt mașini cu turație ridicată (peste 1 000 rot/min) și se construiesc cu poli plini (fig. 5.7). În fig. 5.8

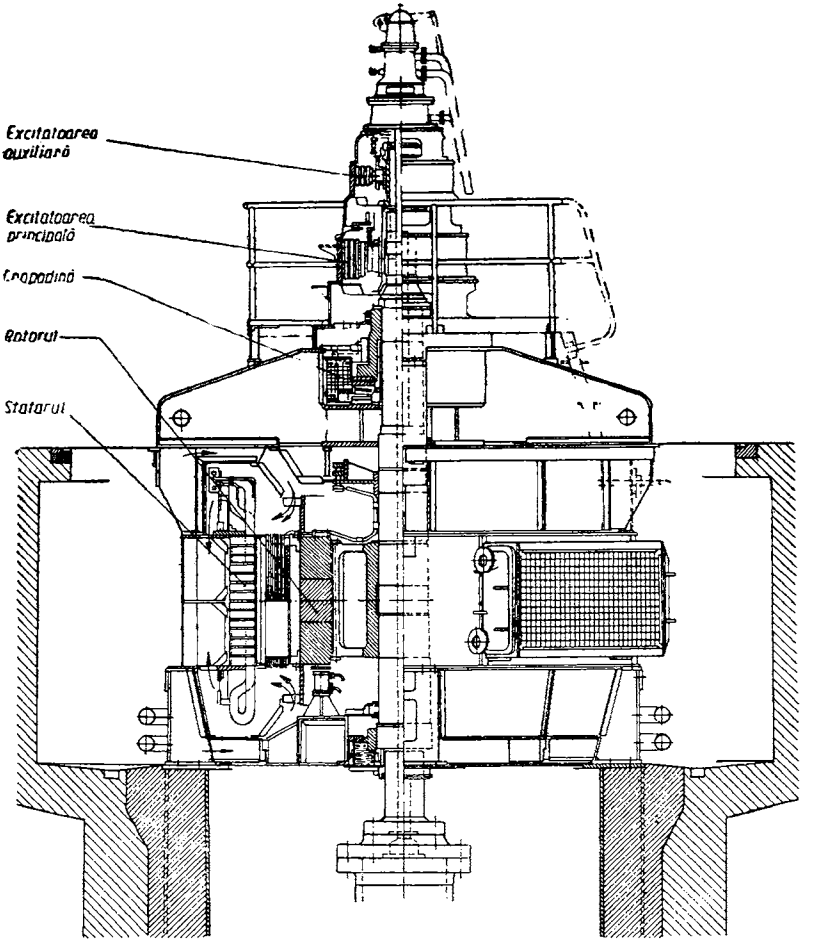


Fig. 5.6. Hidrogenerator tip suspendat de 5,7 MVA, 428 rot/min.

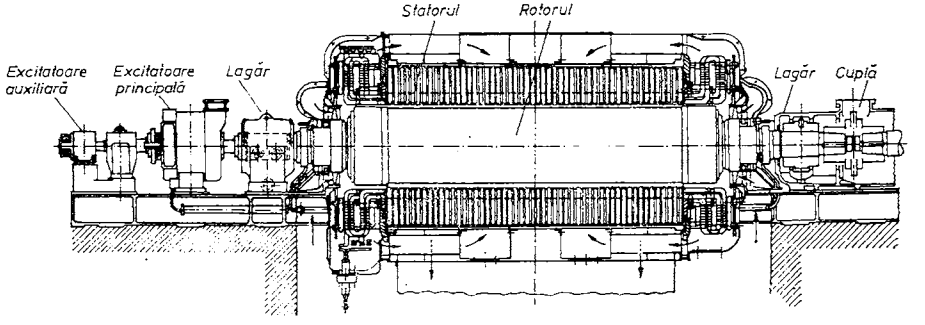


Fig. 5.7. Turbogenerator, cu canale de răcire radiale în stator.

Tabelul 5.1

Caracteristicile unor hidrogeneratoare realizate la I.C.M. Reșița

Nr. crt.	Centrala hidroelectrică	Tipul hidrogeneratorului	Puterea nominală [kVA]	Tens. nominală [kV]	cos φ	Turația nominală [rpm]	Randamentul [%]	x_d [u.r.]	x'_d [u.r.]	x''_d [u.r.]	Masa totală [t]	Masa rotorului [t]	Diametrul exterior al carcasei [mm]	Tipul constructiv
1	Roznov II	HVS—375/100—24	8 500	6,3	0,9	250	96,6	1,05	0,273	0,18	119	80	4 540	suspendat
2	Vaduri	HVS—638/100—36	25 000	6,3	0,9	166,7	97,3	0,998	0,265	0,226	308	165	7 400	suspendat
3	Tarnița	HVS—428/125—20	25 500	10,5	0,9	300	97,6	1,096	0,235	0,167	160	84	5 000	suspendat
4	Râmnicu Vîlcea	HVS—800/95—60	26 000	10,5	0,9	100	97,378	0,87	0,306	0,24	295	189	8 890	umbrelă
5	R.P. China	HVS—840/100—56	42 500	10,5	0,85	107	97,85	0,948	0,267	0,187	351	191	9 380	umbrelă
6	Mărișelu	HVS—396/125—10	90 000	15,75	0,9	975	98,31	0,996	0,1668	0,1512	243	115	5 150	suspendat
7	Șușag	HVS—463/160—14	85 000	15,75	0,9	720	98,10	0,9845	0,15	0,148	270	149	5 810	suspendat
8	Lotru	HVS—560/245—16	185 000	15,75	0,9	672	98,43			0,206	490	250	6 750	suspendat
9	Porțile de Fier	HVS—1 500/175—84	190 000	15,75	0,9	71,5	98,32	1,09	0,371	0,258	1 259	584	16 900	umbrelă
10	Râul Mare Retezat	HVS—490/250—12	186 000	15,75	0,9	500	98,56	1,154	0,275	0,2	220	215	6 100	suspendat

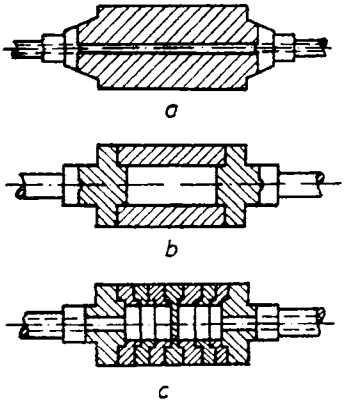


Fig. 5.8. Tipuri constructive de rotoare cu poli plini.

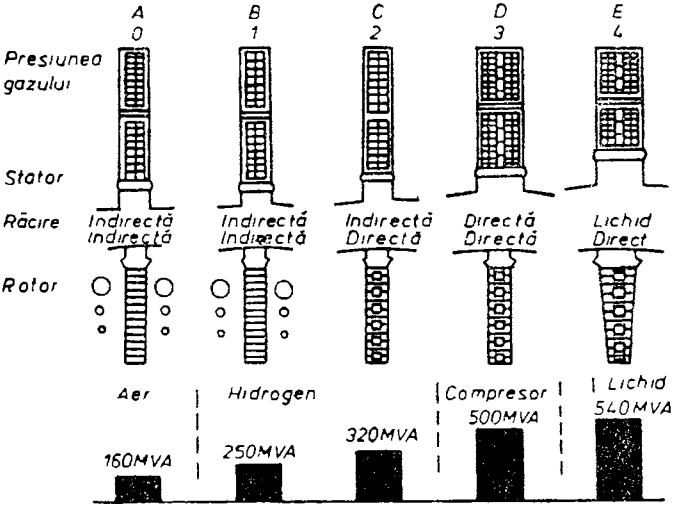


Fig. 5.9. Diferite moduri de răcire a generatoarelor sincrone.

sînt date tipurile constructive ale rotoarelor mașinilor sincrone cu poli plini. Crestăturile rotorice radiale sînt frezate în corpul masiv rotoric.

În figura 5.9 sînt redate limitele puterilor ce se pot obține cu diferite scheme de răcire, precum și forma crestăturilor utilizate. Utilizarea răcirii cu lichide atît a statorului cît și a rotorului permite depășirea puterii de 1 000 MVA pe unitate. Utilizarea înfășurărilor supraconductoare în excitație deschide perspectiva construirii unor mașini cu puteri ce depășesc 6 000 MVA și totodată micșorarea apreciabilă a dimensiunilor de gabarit.

În tabelul 5.2 sînt redați parametrii unor turbogeneratoare fabricate în țară (I.M.G. București).

4. *Motoarele sincrone* se construiesc atît în varianta cu poli plini cît și poli aparenți. Datorită condițiilor tehnologice de execuție mai ușoară, motoarele sincrone de puteri medii și mari se realizează cu rotorul cu poli aparenți.

În tabelul 5.3 sînt redate cîteva din caracteristicile constructive și funcționale ale unor motoare sincrone realizate în țară, iar în figura 5.10 se prezintă o secțiune printr-un motor sincron de 180 kW, 300 rot/min, pentru antrenarea compresoarelor de aer.

Tabelul 5.2

Caracteristicile unor turbogeneratoare realizate la I.M.G. București

Nr. crt.	Tipul turbogeneratorului	Puterea nominală [MVA]	cos φ	Tens. nominală [kV]	Curentul nominal [A]	η_n [%]	Răcirea	Diametrul statorului [mm]	l [mm]	δ [mm]
1	T 12—2 THA	15	0,8	6,3	1 375	97,52	aer	766	1 600	28
2	TH 60—2	75	0,8	10,5	4 124	98,5	hidrogen	1 001	2 400	46
3	TH 160—2	188,23	0,85	15,75	6 900	98,65	hidrogen și apă	1 181	4 120	78
4	THA 330—2	388	0,85	24	9 339	98,87	hidrogen și apă	1 311	5 200	55,5

Tabelul 5.3

Caracteristicile unor motoare sincrone

Nr. crt.	Tipul	P [kW]	f [Hz]	U [kV]	p	cos φ	D [mm]	L [mm]	δ [mm]	B [T]	η [%]	Domeniul de utilizare
1	MSI—D	480	50	6	7	0,9	900	449	2,5	0,87	94,3	acționare compresor
2	MSI—F	500	50	6	7	0,9	900	424	3,5	0,85	93	acționare compresor
3	MSO	1 600	50	6	4	0,9	1 100	506	8,5	0,81	94,5	acționare pompe
4	MSI—D	100	50	0,38	10	1	850	184	1,75	0,8	88,5	acționare compresor

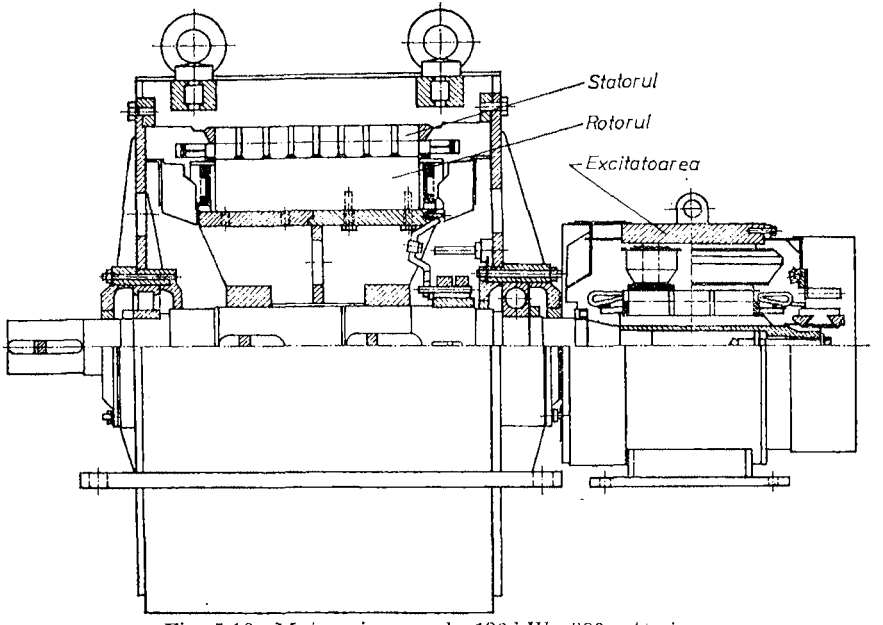


Fig. 5.10. Motor sincron de 180 kW, 300 rot/min.

Motoarele sincrone se construiesc atît cu arbore orizontal cît și cu arbore vertical.

Întrucît majoritatea motoarelor sincrone se pornesc în regim de motor asincron (a se vedea § 5.6), ele se echipează cu o colivie de pornire, plasată în polii rotorului, care trebuie să asigure un moment de pornire superior celui rezistent și în același timp un curent de pornire cît mai mic.

5. *Alte tipuri constructive.* În afară de principalele tipuri de mașini sincrone prezentate anterior se mai construiesc mașini sincrone cu destinație specială. Amintim dintre acestea :

— generatoare sincrone de tip „bulb" pentru centralele maree motrice (denumirea de „bulb" derivă de la forma specifică a mașinii [9]) ;

— generatoare sincrone de medie și mică putere ca surse de energie electrică — cu frecvența de 400—500 Hz — pentru aeronave ;

— generatoare de medie frecvență (1 000—8 000 Hz), cu utilizări în tratamente termice ;

— generatoare de frecvență 16 2/3 Hz, pentru alimentarea rețelelor de transport feroviar ;

— generatoare și motoare cu magneți permanenți ;

— motoare sincrone reactive.

5.3. SISTEME DE EXCITAȚIE

Cerințele impuse sistemelor de excitație sînt :

— menținerea practic constantă a tensiunii la bornele mașinii pe întreg domeniul de sarcină ;

— posibilitatea de variație rapidă a curentului de excitație, la modificările bruște ale sarcinii ;

— mărirea stabilității mașinii în cazul fenomenelor tranzitorii (a se vedea § 5.5.8).

Schema bloc a sistemelor de excitație este redată în figura 5.11.

Sistemele de excitație actuale permit controlul și reglajul curentului de excitație pe două căi : intrarea E_1 a comenzii directe (poarta de acces a puterii necesare excitației) și intrarea E_2 a comenzii obținute printr-o reacție inversă, necesară menținerii caracteristicii de sarcină dorită.

Diferitele sisteme de excitație folosite în prezent sînt rezumate în tabelul 5.4. Cele mai răspîndite și verificate în exploatare sînt sistemele de excitație pe bază de mașini electrice. În ultimul deceniu s-au introdus pe scară largă sistemele de excitație statică, pe bază de redresoare cu elemente semiconductoare. Acestea sînt practic fără inerție și asigură o viteză de excitație mult superioară excitatoarelor rotative, fiind utilizate la unități de mare putere.

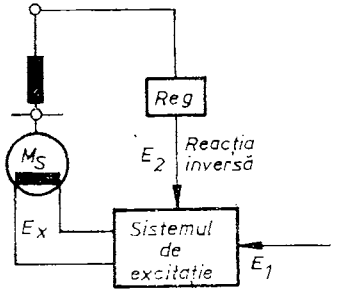
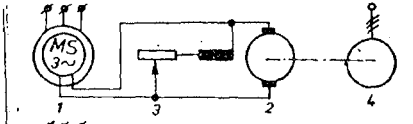
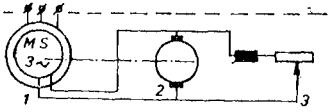
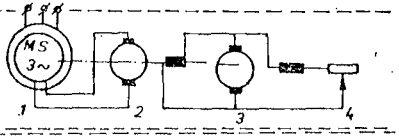
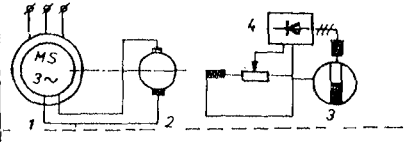
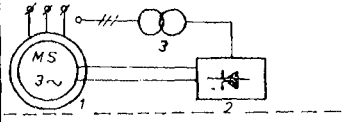
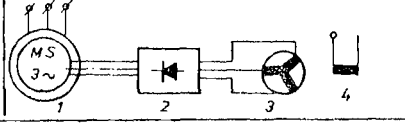


Fig. 5.11. Schema bloc a sistemelor de excitație.

Schemele de excitație se aleg în funcție de destinația și regimul de exploatare al mașinii sincrone, avînd în vedere menținerea în sincronism pe tot timpul exploatării și asigurarea parametrilor funcționali prescriși (tensiune, curent, factor de putere, cuplu electromagnetic).

Tabelul 5.4

Sisteme de excitaţie ale maşinilor sincrone

Sistemul de excitaţie	Schema de principiu	Elementele componente ale schemei	Caracteristicile schemei
Cu maşini rotative		*1* — maşină sincronă ; *2* — excitatoare ; *3* — reostat de excitaţie ; *4* — motor de antrenare.	Schemă simplă cu sursa de excitaţie independentă.
		*1* — maşină sincronă ; *2* — excitatoare ; *3* — reostat de excitaţie.	Schemă simplă cu sursa de excitaţie montată pe arborele maşinii sincrone.
		*1* — maşină sincronă ; *2* — excitatoare principală ; *3* — excitatoare auxiliară ; *4* — reostat de excitaţie.	Schemă complexă, avînd o mare stabilitate, dar cu constantă mare de timp.
Cu elemente statice şi maşini rotative		*1* — maşină sincronă ; *2* — excitatoare ; *3* — generator sincron cu magneţi permanenţi ; *4* — redresor.	Sursă de excitaţie autonomă, cu maşină auxiliară de curent alternativ.
		*1* — maşină sincronă ; *2* — redresor ; *3* — transformator.	Sistem cu autoexcitaţie autonom. Parametrii foarte buni ai sistemului de excitaţie.
		*1* — maşină sincronă ; *2* — redresor ; *3* — generator sincron cu indusul pe rotor ; *4* — excitaţie în statorul g.s.	Sistem cu redresoare rotative. Excitaţie independentă, lipsită de contacte alunecătoare.

5.4. REGIMURILE DE FUNCȚIONARE

Regimul de funcționare al unei mașini sincrone se definește în funcție de sensul și caracterul schimbului de energie cu rețeaua. Se deosebesc astfel :

a) Regimul de generator sincron, cînd mașina *debitează energie electrică activă* cît și reactivă rețelei ; este principalul regim de lucru al unei mașini sincrone.

b) Regimul de motor sincron, cînd mașina *primește energie activă din rețea* și poate debita energie reactivă ; utilizarea ca motor sincron este folosită atunci cînd cuplul rezistent nu are variații prea pronunțate (pompe, ventilatoare, turbosuflante) și se pune problema îmbunătățirii factorului de putere al rețelei sau se impune menținerea unei turații constante.

c) Regimul de compensator sincron, cînd mașina *debitează energie reactivă în rețea și absoarbe energie activă* necesară acoperirii pierderilor proprii. Compensatoarele sincrone îndeplinesc și rolul de regulator al tensiunii rețelei, prin aceea că la creșterea tensiunii puterea reactivă scade și crește la scăderea tensiunii (a se vedea § 5.7).

5.5. FUNCȚIONAREA ÎN REGIM DE GENERATOR

5.5.1. REACȚIA INDUSULUI

În studiul mașinii sincrone trebuie avut în vedere faptul că repartiția cîmpului magnetic rezultant de-a lungul pasului polar se abate foarte mult de la o repartiție ideală sinusoidală. În figurile 5.12, *a* și *b* sînt redate curbele repartiției inducției în întrefierul unui turbogenerator în regimul de mers în gol și de scurtcircuit trifazat. Deformarea curbei cîmpului se datorește atît variației întrefierului cît și, mai ales, *fenomenului de reacție a indusului.* La mersul în sarcină, înfășurarea indusului este parcursă de curenți electrici care produc cîmpul magnetic de reacție, fix față de cîmpul magnetic inductor. *Influența cîmpului magnetic de reacție asupra cîmpului magnetic inductor se numește reacție de indus.*

În funcție de caracterul sarcinii — rezistiv, inductiv sau capacitiv — între axa magnetică a cîmpului inductor și cea a cîmpului indusului intervine un anume defazaj. Se obțin astfel două tipuri de reacție :

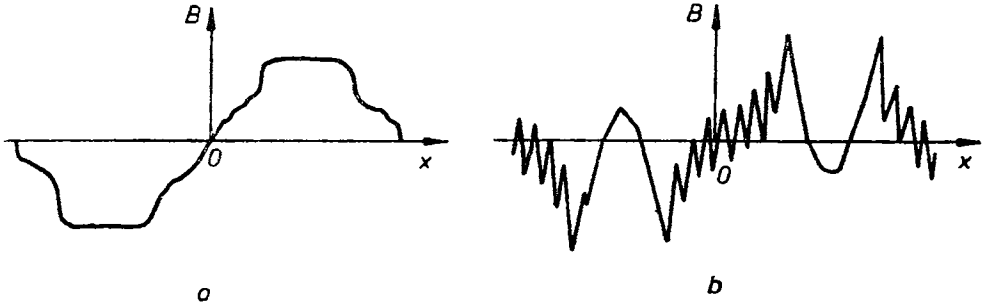
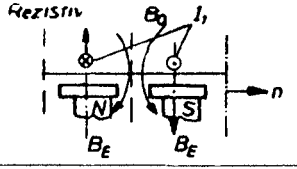
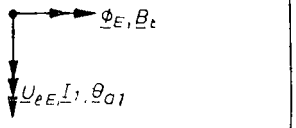
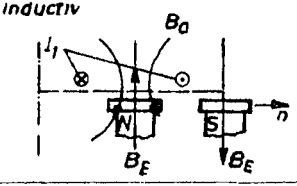
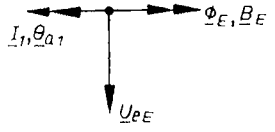
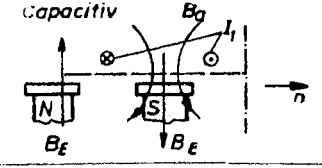
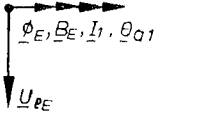
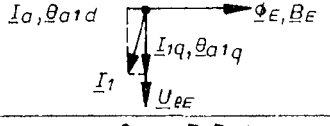
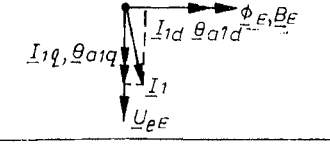


Fig. 5.12. Curba repartiției inducției :
a — la mersul în gol; *b* — la mersul în scurtcircuit trifazat.

Tabelul 5.5

Reacția indusului la generatoarele sincrone

Caracterul sarcinii	Diagrama fazorială	Tipul reacției	Influența reacției
		Transversală (notată cu indicele „q").	Circuit magnetic nesaturat: deformează curba inducției fără modificarea valorii fluxului. Circuit magnetic saturat: produce și micșorarea valorii fluxului.
		Longitudinală (notată cu indicele „d").	Demagnetizantă: micșorează valoarea inducției în întrefier.
		Longitudinală (notată cu indicele „d").	Magnetizantă: mărește valoarea inducției în întrefier
Parțial inductiv		Transversal-longitudinală („$q-d$").	Parțial demagnetizantă: $I_1q = I_1 \cos \Psi$; $I_1d = I_1 \sin \Psi$.
Partial capacitiv		Transversal-longitudinală („$q-d$").	Parțial magnetizantă: $I_1q = I_1 \cos \Psi$; $I_1d = I_1 \sin \Psi$.

Obs. Mărimile magnetice referitoare la indus s-au notat cu indicele *a*.

reacție transversală — în cazul unei sarcini pur rezistive — și reacție longitudinală (în cazul unei sarcini pur inductive sau capacitive). Denumirea de „transversală", respectiv „longitudinală" derivă de la poziția fazorului solenației de reacție față de fazorul solenației de excitație (tab. 5.5).

În realitate caracterul sarcinii mașinii este, în general, ohmic-inductiv și mai rar ohmic-capacitiv. Din acest motiv unghiul ψ dintre fazorul solenației de reacție și fazorul tensiunii U_{eE} poate avea valori cuprinse între $-\frac{\pi}{2}$ și $+\frac{\pi}{2}$ (tab. 5.5). Din considerente de calcul matematic în aceste situații $\underline{\theta}_{a1}$ se descompune în cele două componente, longitudinală $\underline{\theta}_{a1d}$ și transversală $\underline{\theta}_{a1q}$.

În teoria mașinii sincrone vom utiliza un sistem de axe fix față de rotorul mașinii : axa longitudinală, notată cu d care se suprapune cu axa polilor inductori și axa transversală, notată cu q, care se suprapune cu axa neutră. Reacția transversală a indusului corespunde deci unei solenații de reacție cu valoarea maximă situată în axa neutră, iar reacția longitudinală a indusului corespunde unei solenații de reacție cu valoarea maximă situată în axa polilor (fig. 5.13).

Deoarece funcționarea mașinii este determinată în cea mai mare măsură de armonicile fundamentale, în analiza fenomenului de reacție a indusului se vor avea în vedere doar acestea.

Cunoscînd valoarea maximă a inducției magnetice de excitație, B_E, amplitudinea armonicii fundamentale, B_{E1}, se obține cu relația

$$B_{E1}=k_{E1}B_E, \tag{5.3}$$

unde k_{E1} este un factor ce depinde de forma constructivă a rotorului și este redat în tabelul 5.6.

Alura curbei inducției magnetice de reacție depinde de asemenea de tipul constructiv al rotorului. La mașina cu poli plini datorită faptului că reluctanțele magnetice de-a lungul axelor longitudinale și transversale sînt egale, alura cîmpului magnetic de reacție este similară pentru cele două axe.

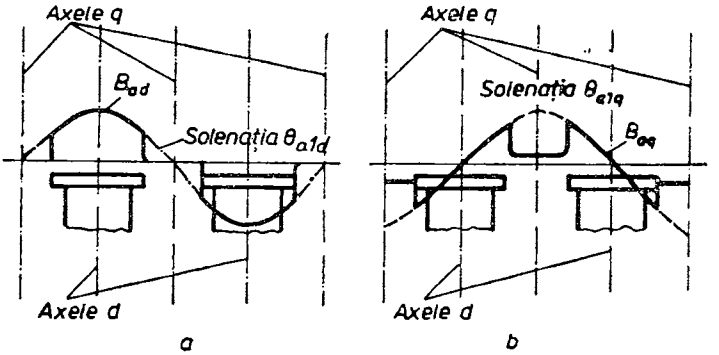
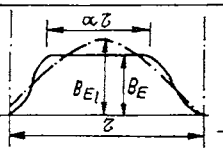
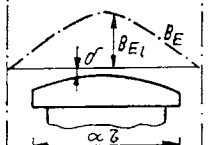
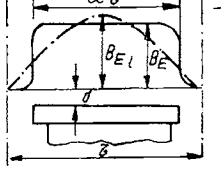


Fig. 5.13. Curbele repartiției solenației și inducției magnetice de reacție : *a* — pentru axa longitudinală; *b* — pentru axa transversală.

Tabelul 5.6

Valorile factorului k_{E1}, din rel. (5.3)

Tipul maşinii	Alura cîmpului de excitaţie	k_{E1}
Poli plini		$\frac{8 \cos \alpha \frac{\pi}{2}}{\pi^2 (1-\alpha)}$
Poli aparenţi întrefier variabil		~ 1
Poli aparenţi întrefier constant		$\frac{4}{\pi} \sin \alpha \frac{\pi}{2}$

La maşina cu poli aparenţi deosebim două aluri pentru curba inducţiei magnetice de reacţie, după cele două axe, conform figurii 5.13, deoarece de data aceasta reluctanţele magnetice de-a lungul celor două axe sînt diferite ($R_{mq} \gg R_{md}$).

Fundamentalele cîmpului magnetic de reacţie ale indusului se determină din relaţiile [3] :

$$B_{d1} = k_d \cdot B_{d max}, \tag{5.4}$$

$$B_{q1} = k_q \cdot B_{q max}, \tag{5.5}$$

k_d şi k_q fiind dependenţi de raportul $\alpha = b_p/\tau$ şi tipul polului : dacă $\delta = \text{const}$,

$$k_d = \frac{\alpha\pi + \sin \alpha\pi}{\pi} \tag{5.6}$$

$$k_q = \frac{\alpha\pi - \sin \alpha\pi + \frac{2}{3} \cos \alpha \frac{\pi}{2}}{\pi}. \tag{5.7}$$

Forma cîmpului magnetic rezultant din întrefierul maşinii se obţine prin însumarea curbelor cîmpului magnetic de excitaţie cu cel de reacţie şi este dependentă de tipul maşinii.

În proiectarea maşinilor sincrone se cere determinarea parametrilor sistemului de excitaţie (numărul de spire, secţiunea conductoarelor, secţiunea polilor, curentul de excitaţie), pentru o tensiune de excitaţie dată.

În exploatarea maşinilor sincrone se cere cunoaşterea caracteristicilor de funcţionare (caracteristica exterioară, sarcină şi de reglare, § 5.5.4).

În ambele cazuri este necesară cunoaşterea influenţei cantitative şi calitative a fenomenului de reacţie a indusului.

Conform principiului suprapunerii efectelor, în calculul analitic se face adunarea valorilor amperspirelor t.m.m. ale indusului și ale inductorului. În vederea efectuării acestei operații este necesară reducerea solenației indusului la inductor.

Amplitudinile fundamentalelor solenațiilor indusului și inductorului, pentru un pol, sînt date de relațiile :

$$\theta_{a1}=k_a\frac{IN_a}{2p}=k_a\theta_a, \tag{5.8}$$

respectiv

$$\theta_{E1}=k_{E1}\frac{I_EN_E}{2p}=k_{E1}\theta_E, \tag{5.9}$$

unde $k_a=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}mk_b$ iar k_{E1} este dat în tabelul 5.6 și depinde de tipul polului (coeficientul k_b este factorul de bobinaj iar m numărul de faze al indusului).

Reducerea t.m.m. de reacție la o t.m.m. echivalentă produsă de un curent de excitație echivalent (I'_E), ce ar parcurge înfășurarea de excitație, se face pe baza egalității :

$$\left(\frac{IN_a}{2p}\right)C_a=\frac{I'_EN_E}{2p}. \tag{5.10}$$

Factorul C_a are valori ce depind de tipul mașinii (cu poli aparenți sau poli plini).

a. **Mașini sincrone cu poli plini.** Factorul C_a devine, pe baza relațiilor (5.8), (5.9) și (5.10) :

$$C_a=\frac{k_a}{k_{E1}}. \tag{5.11}$$

b. **Mașini sincrone cu poli aparenți.** La aceste mașini trebuie realizată o separare a reacțiilor indusului pentru axa transversală și cea longitudinală ; calculul amperspirelor echivalente se face diferit pentru cele două axe, *datorită reluctanțelor magnetice diferite.*

Determinarea factorului de reducere C_a se face prin următoarea deducere :

— amplitudinea armonicii fundamentale a reacției indusului, dată de relația (5.8) ;

— amplitudinea armonicii fundamentale a reacției transversale și longitudinale

$$\theta_{a1q}=\theta_{a1}\cdot\cos\psi \tag{5.12}$$

$$\theta_{a1d}=\theta_{a1}\sin\psi, \tag{5.13}$$

unde unghiul ψ este defazajul dintre curentul indusului (I) și tensiunea electromotoare indusă (U_{eE})* ;

---

* A se vedea tabelul 5.5 și diagramele fazoriale din paragraful următor.

— reducerea amplitudinilor armonicilor fundamentale ale reacției transversale și longitudinale la o mașină sincronă echivalentă cu poli plini

$$(\theta_{a1q})_e = \theta_{a1q} k_q, \tag{5.14}$$

$$(\theta_{a1d})_e = \theta_{a1d} k_d, \tag{5.15}$$

unde coeficienții k_q și k_d, dependenți de tipul polului, sînt cei dați prin relațiile (5.6) și (5.7) ;

— reducerea t.m.m. de reacție echivalente la înfășurarea de excitație se face acum identic punctului *a* precedent.

Obținem deci pentru cei doi factori de echivalare relațiile

$$C_{aq} = \frac{k_a k_q}{k_{E1}} = k_a k_{aq} \tag{5.16}$$

și

$$C_{ad} = \frac{k_a k_d}{k_{E1}} = k_a k_{ad} \tag{5.17}$$

Factorii de raportare a solenațiilor capătă expresiile :

$$k_{aq} = \frac{\alpha\pi - \sin \alpha\pi + \frac{2}{3} \cos \alpha \frac{\pi}{2}}{4 \sin \alpha \frac{\pi}{2}} ; \tag{5.18}$$

$$k_{ad} = \frac{\alpha\pi + \sin \alpha\pi}{4 \sin \frac{\alpha\pi}{2}} . \tag{5.19}$$

Solenațiile de reacții, reduse la înfășurarea de excitație sînt deci date de relațiile :

— pentru mașina cu poli aparenți

$$\theta'_{a1q} = \theta_a \cdot C_{aq} \cdot \cos \psi, \tag{5.20}$$

$$\theta'_{a1d} = \theta_a \cdot C_{ad} \sin \psi ; \tag{5.21}$$

— pentru mașina cu poli plini

$$\theta'_{a1} = \theta_a C_a. \tag{5.22}$$

Calculul curentului de excitație echivalent, corespunzător reacției indusului se face deci conform datelor din tabelul 5.7.

În medie $k_d/k_q \cong 2$, ceea ce înseamnă că o aceeași solenație produce un cîmp magnetic, în axa longitudinală (*d*), de două ori mai intens decît în axa transversală (*q*).

Tabelul 5.7

Calculul curentului de excitație echivalent reacției indusului

Tipul mașinii	Relația utilizată	Factorul de echivalare
Poli plini	$I'_E = I \cdot \frac{N_a}{N_E} \cdot C_a$	$C_a = k_a/k_{E1}$ (rel. 5.11) *Obs.* Nu este necesară descompunerea reacției de indus pe cele două axe.
Poli aparenți	Reacția transversală : $I'_{Eq} = I \frac{N_a}{N_E} C_{aq} \cdot \cos \psi$ Reacția longitudinală : $I'_{Ed} = I \cdot \frac{N_a}{N_E} \cdot C_{ad} \sin \psi$	$C_{aq} = k_{aq} k_a$ (rel. 5.16) $C_{ad} = k_{ad} k_a$ (rel. 5.17) *Obs.* Este necesară descompunerea după cele două axe a reacției indusului.

5.5.2. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE ȘI DIAGRAMELE FAZORIALE

Funcționarea ca generator în regim staționar a mașinii sincrone din p.d.v. electromagnetic, ținînd seama de caracteristicile circuitelor electrice și admițînd că regimul este sinusoidal se caracterizează prin următorul sistem de ecuații :

$$U_E = R_E I_E, \text{ pentru excitație ;} \tag{5.23}$$

$$\underline{U}_e = \underline{U} + R\underline{I} + jX_q\underline{I}, \text{ pentru indus ;} \tag{5.24}$$

$$\underline{\theta}_r = \underline{\theta}_E + \underline{\theta}'_{a1}, \text{ pentru mașina cu poli plini ;} \tag{5.25}$$

$$\underline{\theta}_r = \underline{\theta}_E + \underline{\theta}'_{a1d} + \underline{\theta}'_{a1q} \text{ pentru mașina cu poli aparenți.} \tag{5.26}$$

La aceste ecuații se adaugă și ecuația cuplurilor în echilibru static

$$M_{mec} = M + M_0, \tag{5.27}$$

unde : M_{mec} este cuplul mecanic la arbore, M — cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină și M_0 — cuplul la mersul în gol.

Diagramele fazoriale, pentru cele două tipuri de mașini se construiesc diferit, datorită deosebirii introduse în aprecierea reacției indusului.

a. *Cazul mașinii cu poli plini.* Pentru această mașină reactanțele magnetice de-a lungul celor două axe sînt egale și deci $k_d = k_q = 1$. Avem în acest caz relațiile

$$\theta'_{a1q} = \theta_a \frac{k_a}{k_{E1}} \cos \psi = \theta'_{a1} \cos \psi ; \tag{5.28}$$

$$\theta'_{a1d} = \theta_a \frac{k_a}{k_{E1}} \sin \psi = \theta'_{a1} \sin \psi. \tag{5.29}$$

Solenația rezultantă se obține prin însumarea geometrică a solenațiilor transversale și longitudinale (fig. 5.14). Utilizînd relațiile (5.28) și (5.29) se obține

$$\theta_{ar}=\theta'_{a1q}\cos\psi+\theta'_{a1d}\sin\psi=\theta_{1}(\cos^2\psi+$$

$$+\sin^2\psi)=\theta'_{a1}. \qquad (5.30)$$

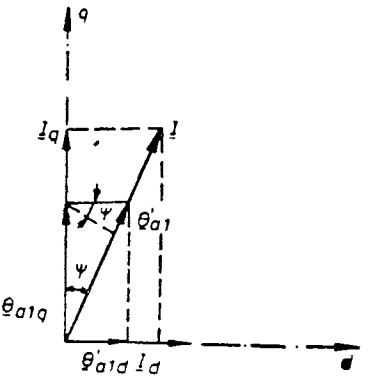


Fig. 5.14. Explicativă la relația (5.30).

Diagrama fazorială se poate deci construi pe baza relațiilor (5.24) și (5.25), nefiind necesară descompunerea solenației θ_a după cele două axe.

T.e.m. $\underline{U}_e$ se datorește solenației rezultante $\underline{\theta}_r$ (fig. 5.15). Solenația de excitație $\underline{\theta}_E$ produce la mersul în gol t.e.m. polară $\underline{U}_{eE}$. Reacției indusului i se poate asocia o t.e.m. $\underline{U}_{ea}$.

$$\underline{U}_e=\underline{U}_{eE}+\underline{U}_{ea}. \qquad (5.31)$$

Aceste t.e.m. se datoresc: fluxului rezultant ψ_r, fluxului polar ψ_E și fluxului de reacție ψ_a:

$$u_e=-\frac{d\psi_r}{dt} \qquad (5.32)$$

$$u_{eE}=-\frac{d\psi_E}{dt}, \quad u_{ea}=-\frac{d\psi_a}{dt} \qquad (5.33\text{—a, b})$$

Relația (5.33—b) se introduce în diagrama fazorială sub forma

$$\underline{U}_{ea}=-jX_a\underline{I}, \qquad (5.34)$$

X_a *purtînd denumirea de reactanță de reacție.*

Diagramele fazoriale ale unui generator sincron cu poli plini, avînd sarcină inductivă sau capacitivă sînt redate în figurile 5.15 și 5.16.

În diagrama fazorială a mașinii sincrone deosebim trei unghiuri caracteristice:

— *unghiul de sarcină* ϑ, dintre fazorul t.e.m. $\underline{U}_{eE}$ și fazorul tensiunii la borne $\underline{U}$;

— *unghiul de defazaj interior* ψ, dintre fazorul t.e.m. $\underline{U}_{eE}$ și curentul indusului $\underline{I}$;

— *unghiul de defazaj* φ, dintre fazorul tensiunii la borne $\underline{U}$ și curentul de sarcină $\underline{I}$.

În studiul mașinii sincrone cu poli plini se obișnuiește a se introduce o singură reactanță denumită *reactanța sincronă* X_S:

$$X_S=X_\sigma+X_a. \qquad (5.35)$$

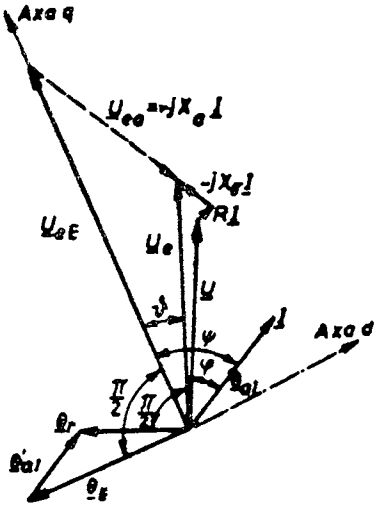


Fig. 5.15. Diagrama fazorială a unui generator sincron cu poli plini, în sarcină inductivă.

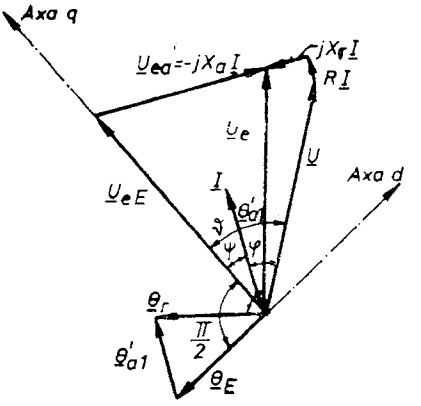


Fig. 5.16. Diagrama fazorială a unui generator sincron cu poli plini, în sarcină capacitivă.

Utilizînd reactanța sincronă și neglijînd căderea de tensiune ohmică, se obține diagrama simplificată a mașinii sincrone (fig. 5.17).

b. *Cazul mașinii cu poli aparenți.* Reluctanțele magnetice de-a lungul celor două axe sînt în acest caz diferite, $R_{md} < R_{mq}$. Deci determinarea solenațiilor θ'_{a1q} și θ'_{a1d} se face cu relațiile (5.20) și (5.21).

Efectuînd adunarea geometrică a acestor solenații parțiale, conform figurii 5.14 se obține

$$\theta_{ar}=\theta'_{a1q}\cos\psi+\theta'_{a1d}\sin\psi=\theta'_{a1}\,(k_q\cos^2\psi+k_d\sin^2\psi)\neq\theta_{a1}. \qquad (5.36)$$

În cazul mașinii sincrone cu poli aparenți, datorită reluctanțelor magnetice diferite de-a lungul celor două axe, trebuie avută în vedere

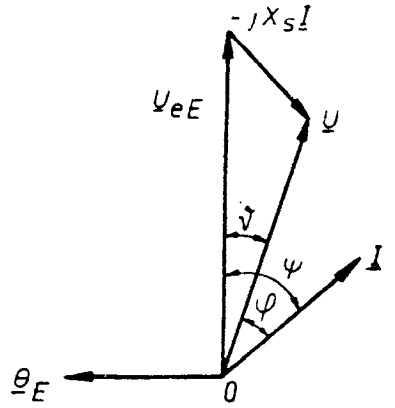


Fig. 5.17. Diagrama fazorială simplificată a mașinii sincrone cu poli plini, în sarcină inductivă.

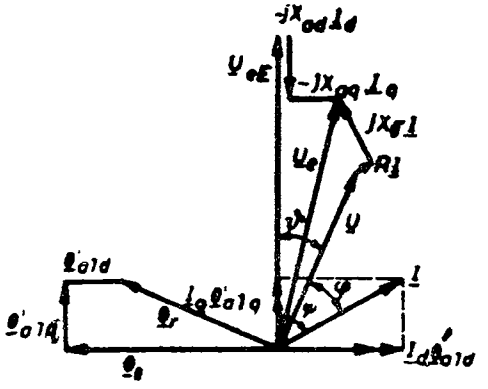


Fig. 5.18. Diagrama fazorială a generatorului sincron cu poli aparenți, în sarcină inductivă.

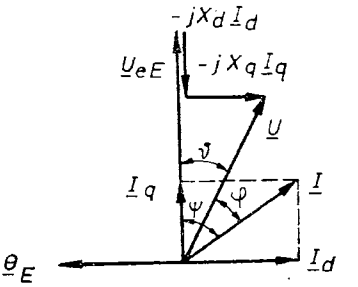


Fig. 5.19. Diagrama fazorială simplificată a unui generator sincron cu poli aparenți.

acțiunea separată a celor două componente ale solenației. Deci și curentul electric $\underline{I}$ trebuie descompus după cele două componente $\underline{I}_q$ și $\underline{I}_d$:

$$I_q = I \cos \psi \tag{5.37}$$

$$I_d = I \sin \psi \tag{5.38}$$

Relația (5.24) se va scrie sub forma :

$$\underline{U}_{eE} + \underline{U}_{e_{ad}} + \underline{U}_{e_{aq}} = \underline{U} + R\underline{I} + \mathrm{j}X_\sigma \underline{I} \tag{5.39}$$

unde

$$\underline{U}_{e_{ad}} = -\mathrm{j}X_{ad}\underline{I}_d \text{ și } \underline{U}_{e_{aq}} = -\mathrm{j}X_{aq}\underline{I}_q, \tag{5.40 a, b}$$

X_{ad} *fiind reactanța de reacție longitudinală,* iar X_{aq} fiind *reactanța de reacție transversală.*

Reactanțele de reacție se obțin din relațiile [9]

$$X_{ad} = k_d X_a, \quad X_{aq} = k_q X_a. \tag{5.40 c}$$

Construirea diagramei fazoriale este exemplificată în figura 5.18.

În practică se utilizează reactanțele sincrone : *reactanța sincronă transversală*

$$X_q = X_\sigma + X_{aq} \tag{5.41}$$

și *reactanța sincronă longitudinală*

$$X_d = X_\sigma + X_{ad}. \tag{5.42}$$

Diagrama simplificată ($R = 0$) este redată în figura 5.19.

Diagrama fazorială se poate construi și plecînd de la fazorii $\underline{U}$, $\underline{I}$ și unghiul de defazaj φ ; cu ajutorul fazorului $\underline{I}X_q$ se determină direcția axei q și deci se obține poziția fazorului t.e.m. $\underline{U}_{eE}$. Se cunoaște deci unghiul ψ și se pot obține curenții $\underline{I}_d$ și $\underline{I}_q$ (fig. 5.20).

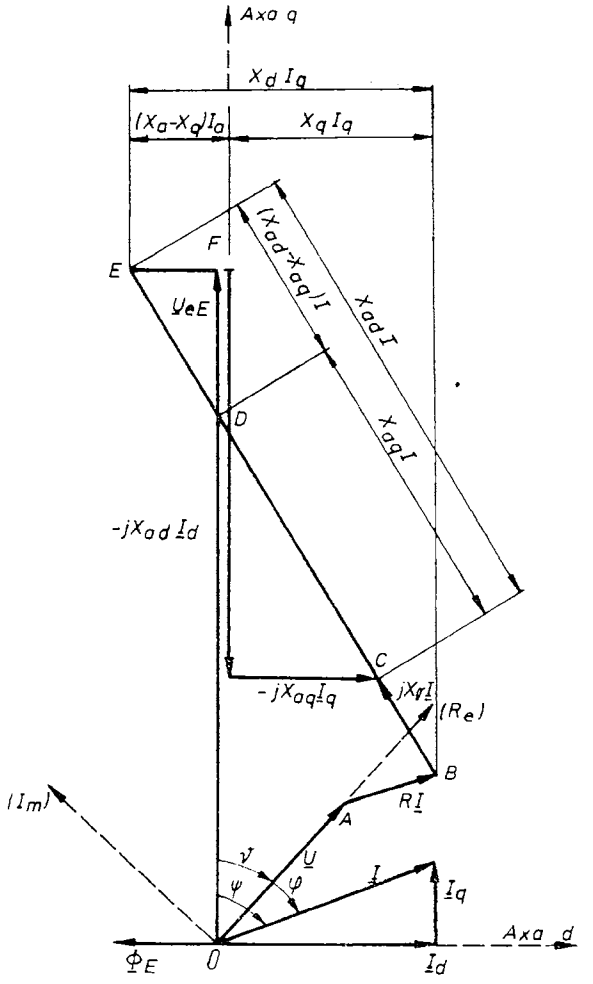


Fig. 5.20. Diagrama fazorială a maşinii sincrone în regim permanent (regimul de generator).

5.5.3. CUPLUL ELECTROMAGNETIC

a. *Cuplul electromagnetic* dezvoltat de maşina sincronă se poate deduce din relaţia

$$P=\mathrm{M}\Omega. \tag{5.43}$$

Considerînd neglijabile pierderile în fier şi în bobinaj, puterea electromagnetică se poate deci considera ca fiind dată de relaţia :

$$P\cong mUI\cos\varphi \tag{5.44}$$

Deoarece

$$\varphi=\psi-\vartheta \tag{5.45}$$

și componentele longitudinale și transversale ale curentului fiind date de relațiile (5.37) și (5.38), se obține din relația (5.43), utilizînd relația (5.44), expresia cuplului electromagnetic sub prima formă

$$M = \frac{m}{\Omega} U (I_q \cos \vartheta + I_d \sin \vartheta). \tag{5.46}$$

Din diagrama fazorială simplificată pentru mașina sincronă cu poli aparenți se obține

$$I_q = \frac{U}{X_q} \sin \vartheta \tag{5.47}$$

$$I_d = \frac{U_{eE} - U \cos \vartheta}{X_d}. \tag{5.48}$$

Înlocuind acești curenți în relația (5.46), după unele transformări expresia cuplului electromagnetic rezultă :

$$M = m \frac{p}{\omega} U \left(\frac{U_{eE}}{X_d} \sin \vartheta + U \frac{X_d - X_q}{2 X_d X_q} \sin 2\vartheta \right), \tag{5.49}$$

unde

$$\omega = p\Omega.$$

Cuplul electromagnetic al mașinii sincrone are două componente :

$$M' = m \frac{p}{\omega} \cdot \frac{U U_{eE}}{X_d} \sin \vartheta, \tag{5.50}$$

componenta principală, dependentă de t.e.m. polară U_{eE} și respectiv

$$M'' = m \frac{p}{\omega} U^2 \frac{X_d - X_q}{2 X_d X_q} \sin 2\vartheta, \tag{5.51}$$

componenta reactivă, care nu depinde de excitație și se datorește diferenței valorilor reactanțelor X_d și X_q. La mașina cu poli plini această componentă este nulă, deoarece $X_d = X_q = X_s$. Se poate observa faptul că o mașină sincronă cu poli aparenți, chiar neexcitată ($U_{eE} = 0$), poate dezvolta un cuplu electromagnetic. Acest tip de mașină poartă denumirea de mașină sincronă reactivă sau cu reluctanță magnetică variabilă și se utilizează ca motor sincron de mică putere.

Forma curbei cuplului electromagnetic este redată în figura 5.21.

Cuplul maxim pentru cazul mașinii cu poli plini, este obținut la $\vartheta = \pm \frac{\pi}{2}$. Capacitatea de supraîncărcare este definită prin relația

$$k_M = \frac{M_{max}}{M} = \frac{1}{\sin \vartheta}. \tag{5.52}$$

Pentru a avea o rezervă de stabilitate suficientă unghiul intern nominal ϑ_n are valori sub 30°, astfel încît capacitatea de supraîncărcare nominală este de $k_M \leqslant 2$.

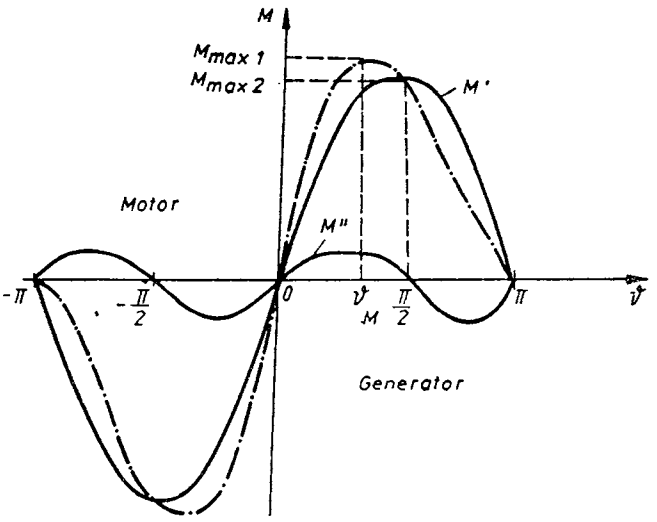


Fig. 5.21. Cuplul electromagnetic al mașinii sincrone, în funcție de unghiul de sarcină ϑ.

La mașina cu poli aparenți expresia de calcul a cuplului conține ambii termeni.

Cuplul maxim se obține pentru $\vartheta \in \left(-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right)$, dat de relația $\frac{\partial M}{\partial \vartheta} = 0$, respectiv

$$\frac{U_{eE}}{X_d} \cos \vartheta_m + U\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) \cos 2\vartheta_m = 0. \tag{5.53}$$

Mașina funcționează în regim de stabilitate statică pentru $\vartheta \in (-\vartheta_m; \vartheta_m)$

b. *Cuplul de sincronizare*

Expresia

$$M_S = \frac{\partial M}{\partial \vartheta} \tag{5.54}$$

este denumită *cuplul sincronizat specific*. Din relația (5.49) se obține :

$$M_S = m\frac{p}{\omega} U\left[\frac{U_{eE}}{X_d} \cos \vartheta + U\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) \cos 2\vartheta\right]. \tag{5.55}$$

Cuplul sincronizat specific este maxim la funcționarea mașinii în gol ($\vartheta = 0$) și este nul la funcționarea în sarcină cu cuplu maxim ($\vartheta = \vartheta_m$).

În regimul staționar mașina sincronă funcționează la un unghi intern constant și este îndeplinită relația $M = M_{mec}$. La o variație lentă a cuplului mecanic (M_{mec}) de exemplu o creștere a acestuia, se produce un cuplu de accelerare dat de diferența $M_{mec} - M$, urmat de o creștere a unghiului intern ϑ. Se produce deci o creștere a cuplului electromagnetic, pînă la o valoare care va echilibra cuplul mecanic mărit. Mașina funcționează stabil, la un nou unghi intern. Acest lucru se realizează în cazul funcționării mașinii cu un unghi intern cuprins între limitele de stabilitate statică, menționate anterior. Mașina sincronă va funcționa stabil doar pentru un cuplu sincronizat pozitiv $M_S > 0$.

5.5.4. CARACTERISTICILE GENERATORULUI SINCRON AUTONOM, ÎN REGIM STAȚIONAR SIMETRIC

Un generator sincron conectat singur la o rețea funcționează în regim autonom. Funcționarea generatorului autonom se poate urmări printr-un număr de cinci curbe caracteristice, care reprezintă relațiile dintre mărimile U_{eE}, U, I_E, I, P și φ, la frecvență constantă.

a. *Caracteristica de mers în gol*, $U_{eE}=f(I_E)$, pentru $I=0$ și $f=\text{const.}$ În figura 5.22 este redată caracteristica de mers în gol pentru un generator sincron inițial demagnetizat. Datorită magnetismului remanent, la micșorarea curentului de excitație, ramura coborîtoare a curbei taie abscisa într-un punct căruia îi corespunde o tensiune de circa 5% din valoarea tensiunii nominale. Se definește caracteristica de mers în gol curba medie pentru care punctele O și O_1 se confundă. Raportînd tensiunea U_{eE} la tensiunea nominală U_n și curentul de excitație I_E la curentul de excitație nominal I_{En}, pentru care la mersul în gol $U_{eE}=U_n$, se obține caracteristica „normală", care diferă puțin pentru diferitele generatoare sincrone (tab. 5.8).

b. *Caracteristica în scurtcircuit*, $I_{sc}=f(I_E)$ pentru $U=0$ și $f=\text{const.}$ Regimul de scurtcircuit se obține prin scurtcircuitarea bornelor mașinii cu un conductor cu impedanța nulă. Curentul de scurtcircuit, în regimul staționar simetric, variază liniar cu curentul de excitație (fig. 5.23). Caracteristica de scurtcircuit se determină pentru curenți de excitație micșorați, astfel ca $I_{sc}\leqslant 2I_n$.

La funcționarea în scurtcircuit, curentul I_{sc}, prin solenația pe care o creează, are un caracter demagnetizant, circuitul magnetic al mașinii fiind deci nesaturat. În aceste condiții :

$$U_{eE}=X_d\cdot I_{sc} \tag{5.56}$$

ceea ce permite determinarea reactanței sincrone longitudinale.

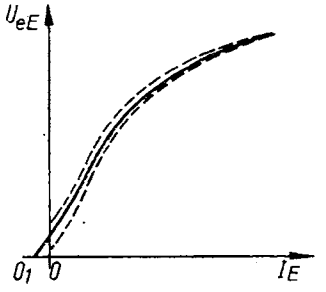


Fig. 5.22. Caracteristica de mers în gol.

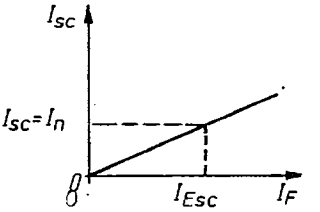


Fig. 5.23. Caracteristica de mers în scurtcircuit.

Tabelul 5.8

Caracteristica normală de mers în gol

I_E/I_{En}	0,5	1	1,5	2	2,5
Turbogeneratoare	0,58	1	1,21	1,33	1,40
Hidrogeneratoare	0,53	1	1,23	1,30	

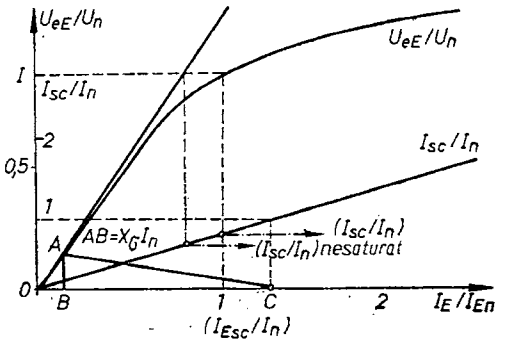


Fig. 5.24. Caracteristicile relative de mers în gol şi în scurtcircuit la determinarea triunghiului de scurtcircuit.

Caracteristica de mers în gol şi în scurtcircuit se reprezintă de obicei în valori relative (fig. 5.24), în acelaşi sistem de axe de coordonate, permiţînd determinarea unor mărimi importante pentru regimul de funcţionare al maşinii.

În primul rînd se poate determina valoarea relativă a reactanţei sincrone longitudinale x_d :

$$x_d = \frac{I_n X_d}{U_n}. \tag{5.57}$$

Întrucît la mersul în scurtcircuit, circuitul magnetic este nesaturat, determinarea reactanţei X_d se face cu ajutorul *caracteristicii întrefierului,* care reprezintă prelungirea porţiunii liniare a caracteristicii în gol. Utilizînd caracteristica în gol se obţine aşa-numita valoare saturată a reactanţei, X_{dsat}.

Se obţine deci, înlocuind relaţia (5.56) în (5.57), cu observaţia că $U_n = U_{eE}$,

$$x_d = \frac{1}{(I_{sc}/I_n)_{nesat}}, \quad x_{dsat} = \frac{1}{(I_{sc}/I_n)} \tag{5.58}$$

(a se vedea şi figura 5.24).

Cele două caracteristici permit determinarea şi aşa-numitului triunghi de scurtcircuit. Triunghiul de scurtcircuit se poate construi pentru toate valorile curentului de sarcină. În figura 5.24 este construit pentru curentul nominal I_n. Segmentul OC este proporţional cu curentul de excitaţie necesar producerii curentului de sarcină (în cazul nostru I_n) ; segmentul BC este proporţional cu curentul de excitaţie echivalent reacţiei indusului, iar segmentul OB este proporţional cu curentul de excitaţie rezultat care produce magnetizarea maşinii. Latura AB este proporţională cu valoarea căderii inductive $X_\sigma I_n$. Triunghiul ABC, denumit şi *triunghiul Potier,* se utilizează la determinarea grafică a caracteristicilor în sarcină pur inductivă.

O a treia mărime ce se poate determina din caracteristicile în gol şi în scurtcircuit este *raportul de scurtcircuit* k_{sc} (fig. 5.24) :

$$k_{sc} = \frac{I_{En}}{I_{Esc}} = \frac{I_{sc}}{I_n} = \frac{1}{x_d}. \tag{5.59}$$

Raportul de scurtcircuit caracterizează capacitatea de supraîncărcare a generatoarelor sincrone la funcţionarea în paralel cu reţeaua (& 5.6.3).

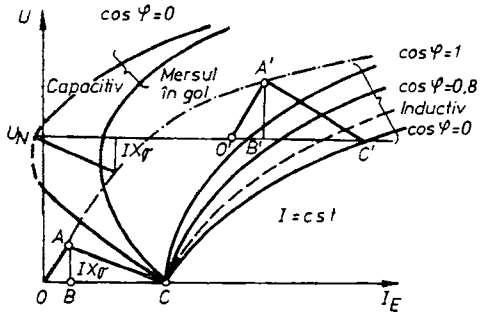


Fig. 5.25. Caracteristicile de mers în sarcină, $U(I_E)$, pentru I=const., cos φ=const., f=const.

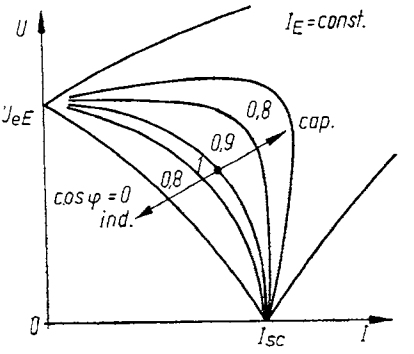


Fig. 5.26. Caracteristicile exterioare, $U(I)$, pentru I_E=const., cos φ=const., f=const.

c. *Caracteristica în sarcină*, $U=f(I_E)$, pentru I=const., cos φ=const. În figura 5.25 sînt redate caracteristicile în sarcină, pentru diverşi factori de putere, atît inductivi (avînd un caracter demagnetizant) cît şi capacitiv (avînd un caracter magnetizant). Prin translaţia triunghiului de scurtcircuit ABC (triunghiul Potier), punctul C trasează curba în sarcină pur inductivă (caracteristica cu linie întreruptă). Caracteristica reală în sarcină pur inductivă (cu linie continuă) se deosebeşte de aceasta, deoarece odată cu creşterea tensiunii cateta AB se măreşte, pentru că intervine o mărire a reactanţei $X_\sigma(\overline{A'B'}>\overline{AB})$.

d. *Caracteristica exterioară*, $U=f(I)$, pentru I_E =const., cos φ=const. (fig. 5.26). În funcţie de caracterul sarcinii, inductiv sau capacitiv, curbele caracteristice sînt plasate sub sau deasupra caracteristicii în sarcină ohmică (cos $\varphi=1$).

Datorită caracterului magnetizant al sarcinii capacitive, tensiunea la bornele generatorului creşte cu mărirea curentului de sarcină, pe prima porţiune a curbelor caracteristice, apoi pe măsura creşterii sarcinii tinde spre o valoare nulă, corespunzătoare mersului în scurtcircuit.

La o sarcină inductivă alura curbelor caracteristice conduce la scăderea rapidă a tensiunii la borne, datorită caracterului demagnetizant al reacţiei indusului.

e. *Caracteristica de reglare*, $I_E=f(I)$, pentru U=const., cos φ=const. (fig. 5.27), reprezintă dependenţa curentului de excitaţie în funcţie de caracterul sarcinii, de curentul de sarcină I, pentru menţinerea tensiunii la borne constante.

Pentru o sarcină capacitivă, avînd caracter magnetizant, curentul de excitaţie trebuie micşorat pe măsura creşterii sarcinii, iar pentru o sarcină inductivă, cu caracter demagnetizant, curentul de excitaţie trebuie mărit.

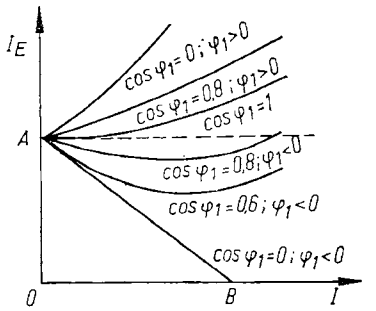


Fig. 5.27. Caracteristicile de reglare, $I_E(I)$, pentru U=const., cos φ=const., f=const.

5.5.5. DETERMINAREA TENSIUNII MAGNETOMOTOARE LA MERSUL ÎN SARCINĂ

Curentul de excitație, respectiv tensiunea magnetomotoare, la mersul în sarcină se pot determina utilizînd caracteristica de mers în gol și în scurtcircuit. În figura 5.28 este ilustrată una din metodele utilizate.

Succesiunea operațiunilor în vederea obținerii curentului de excitație, pentru o tensiune și un curent de sarcină dat și la un factor de putere impus este următoarea :

— se trasează caracteristica de mers în gol ;

— se trasează caracteristica de mers în scurtcircuit trifazat simetric ;

— se fixează pe ordonată valoarea tensiunii la borne ;

— se fixează fazorul curentului I cu defazajul φ ;

— se calculează valoarea reactanței de dispersie X_σ ;

— se calculează căderea de tensiune $U_{e\sigma}$ și se fixează pe diagramă fazorul $j \cdot X_\sigma \cdot I$;

— se rabate fazorul U_e pe ordonată și se determină curentul de excitație I_{E0}, pentru mersul în gol (segmentul $O\overline{E}$) ;

— se determină curentul de excitație $I_{E_{sc}}$, care la scurtcircuit produce curentul I (segmentul $\overline{OG}$) ;

— se determină curentul de excitație $I_{E\sigma}$, corespunzător tensiunii $U_{e\sigma}$ (segmentul $\overline{OL}$) ;

— segmentul LG reprezintă la scara curentului de excitație, reacția indusului, I'_{Ea} ;

— se plasează sub unghiul $\gamma+\varphi$, față de verticală, fazorul I'_{Ea} (segmentul EM).

Însumarea fazorială a curenților $\bar{I}_{E0}$ și $\bar{I}'_{ea}$ reprezintă fazorul curentului de excitație în sarcină (segmentul $\overline{OM}$).

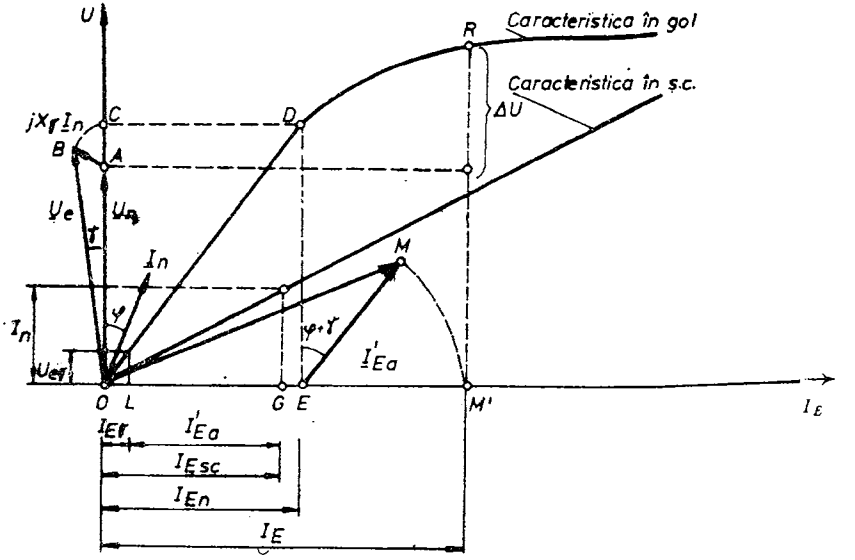


Fig. 5.28. Diagrama explicativă pentru determinarea curentului de excitație, la mersul în sarcină

Determinarea valorii sale se face prin rabatarea segmentului $\overline{OM}$ pe orizontală. Segmentul $\overline{RN}$ reprezintă valoarea căderii de tensiune de la mersul în gol, în plină sarcină.

5.5.6. FUNCȚIONAREA ÎN PARALEL A GENERATOARELOR SINCRONE

Generatoarele sincrone funcționează în majoritatea cazurilor în paralel cu alte generatoare sincrone. Funcționarea în paralel este o măsură care se impune din motive economice și de siguranță în alimentarea cu energie electrică a consumatorilor.

Punerea în paralel cu rețeaua a generatoarelor sincrone se face în anumite condiții, în vederea eliminării fenomenelor tranzitorii, care în general perturbă funcționarea mașinii, putînd conduce chiar la deconectarea generatorului de la rețea.

Antrenarea mașinii sincrone se face prin intermediul mașinii primare. Condițiile punerii în paralel cu rețeaua a generatoarelor sincrone trifazate sînt :

1) tensiunea la bornele mașinii (valoarea ei efectivă) să fie egală cu cea a rețelei ;

2) frecvența tensiunii mașinii să fie egală cu frecvența rețelei ;

3) în momentul conectării generatorului la rețea, tensiunea la bornele mașinii să fie în fază cu tensiunea la borne a rețelei ;

4) ordinea de succesiune a fazelor generatorului să fie aceeași ca și a rețelei.

Dacă condițiile 1 și 3 nu sînt îndeplinite, cuplarea la rețea este însoțită de fenomene tranzitorii. Nerespectarea condiției 2 are ca urmare apariția fenomenului de „bătăi" caracterizat prin oscilații ale curentului. Dacă oscilațiile se amortizează, mașina continuă să funcționeze cu frecvența rețelei, adică mașina s-a sincronizat. În caz contrar mașina trebuie deconectată de la rețea. Dacă nu este îndeplinită condiția 4, cuplarea la rețea este însoțită de vibrații mari ale rotorului încît mașina trebuie imediat deconectată de la rețea.

Condițiile de aceeași tensiune și frecvență se controlează cu un voltmetru și un frecvențmetru.

Momentul de sinfazicitate a tensiunilor generatorului cu cele ale rețelei precum și succesiunea fazelor se controlează cu ajutorul unui sistem de becuri conectat ca în figura 5.29. În cazul metodei „becurilor stinse", la o conectare corectă, becurile se aprind și se sting simultan. Închiderea întrerupătorului se face în momentul stingerii becurilor (cînd tensiunile generatorului și ale rețelei sînt sinfazice). La o aprindere succesivă — „lumini rotitoare" — trebuie inversate două faze ale generatorului.

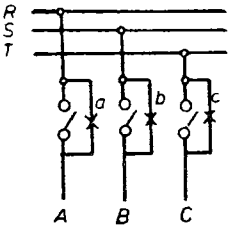


Fig. 5.29. Conectarea unui generator sincron la rețeaua trifazată, prin metoda becurilor stinse.

În cazul îndeplinirii condițiilor enunțate, cuplarea la rețea a generatorului se face fără a se simți fenomenele tranzitorii, realizîndu-se o sincronizare lină. În cazul cînd apar fenomenele tranzitorii amortizate, se spune că s-a realizat o sincronizare dură. Controlul îndeplinirii condițiilor de sincroni-

zare se face cu un aparat denumit „sincronoscop", care cuprinde un voltmetru, becurile și un frecvențmetru dublu.

În centralele electrice actuale sincronizarea se face prin intermediul unor aparate electrice automate, care realizează cuplarea la rețea, numai dacă sînt îndeplinite condițiile de punere în paralel.

Un generator sincron se poate pune în paralel cu rețeaua, în cazul rețelelor puternice și fără a fi excitat, avînd înseriat la borne un rezistor, cînd turația mașinii a atins o valoare corespunzătoare turației de sincronism, de care poate diferi cu cel mult 3%. După conectare se stabilește curentul de excitație și generatorul intră în sincronism. Această metodă de sincronizare se numește *autosincronizare*.

5.5.7. CARACTERISTICILE GENERATORULUI SINCRON CONECTAT LA O REȚEA

După conectarea la rețea a generatorului sincron, respectînd condițiile punerii în paralel, datorită tensiunilor egale și sinfazice, puterea activă și reactivă debitată în rețea este nulă. Unghiul de sarcină ϑ și curentul mașinii sînt nuli ($\vartheta=0$, $I=0$).

Expresiile puterilor active și reactive la un generator sincron sînt date de relațiile :

$$P=mUI\cos\varphi=mU(I_q\cos\vartheta+I_d\sin\vartheta) \tag{5.60}$$

$$Q=mUI\sin\varphi=mU(I_d\cos\vartheta-I_q\sin\vartheta) \tag{5.61}$$

unde curenții I_d și I_q au expresiile formulate prin relațiile (5.47) și (5.48).

Pentru ca mașina sincronă, cuplată la rețea, să furnizeze putere activă, trebuie să i se transfere prin arbore, energia mecanică de la mașina primară. Prin aceasta poziția roții polare, de fapt a axei solenației de excitație, față de axa magnetică a cîmpului magnetic învîrtitor, se modifică față de poziția din momentul cuplării, cu unghiul de sarcină ϑ.

Prin mărirea unghiului de sarcină ϑ, valoarea curentului I_q (rel. 5.47) crește proporțional cu sin ϑ. Componenta I_d, la excitație constantă, pentru valori mici ale lui ϑ, rămîne practic constantă (rel. 5.48). Puterea activă (rel. 5.60) variază sensibil, pe cînd puterea reactivă (rel. 5.61), practic nu variază.

Dacă unei mașini sincrone, cuplate la rețea, i se variază curentul de excitație, mașina devine generator de putere reactivă (fig. 5.30).

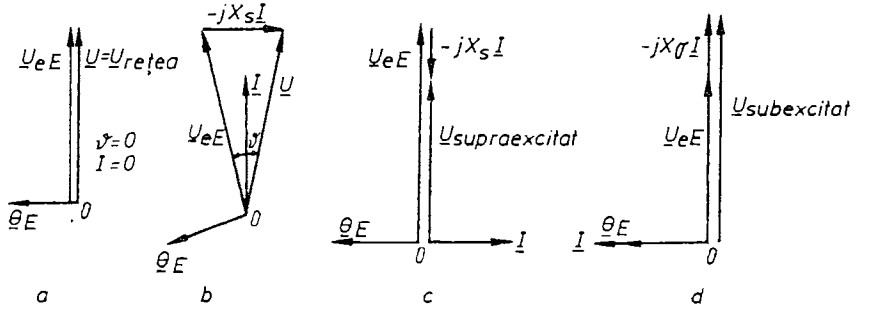


Fig. 5.30. Încărcarea unui generator sincron :

a — momentul cuplării la rețea, $P=0$ și $Q=0$; *b* — încărcare cu sarcină activă; *c* — debitează putere reactivă inductivă prin supraexcitare; *d* — debitează putere reactivă capacitivă prin subexcitare.

Curentul I_q rămîne în continuare nul, deoarece $\vartheta = 0$, iar I_d creşte în valoare absolută. Puterea reactivă Q se măreşte iar P se menţine în continuare nul (rel. (5.60)şi (5.61)).

În practică, după cuplarea generatorului la reţea, în general, se procedează la încărcarea lui atît cu putere activă cît şi reactivă, corespunzător necesităţilor concrete din reţea.

5.6. FUNCŢIONAREA ÎN REGIM DE MOTOR

Considerăm o maşină sincronă pusă în paralel cu reţeaua, care are cuplată pe ax o maşină primară. Micşorînd cuplul de antrenare, turaţia grupului trebuie să se menţină constantă. Din acest motiv maşina sincronă va absorbi o putere activă de la reţea, care să compenseze scăderea cuplului la arbore. Maşina sincronă dezvoltă în această situaţie un cuplu motor. Pe măsură ce scade valoarea cuplului de antrenare al maşinii primare, cuplul motor dezvoltat se măreşte. Maşina sincronă poate astfel să preia cuplul dezvoltat anterior de maşina primară, trecînd în regim de motor.

Se remarcă din cele expuse anterior faptul că *maşina sincronă poate funcţiona în regimul de motor, după punerea în paralel cu reţeaua, la turaţia sa sincronă.* Pe toată perioada pornirii de la $n=0$ la $n=n_s$, maşina sincronă a fost antrenată de maşina primară. Problema dificilă în utilizarea motorului sincron o constituie deci pornirea sa. În prezent, dificultăţile legate de pornirea motorului sincron s-au redus, ceea ce a determinat utilizarea motorului sincron în măsură din ce în ce mai mare.

Pornirea motoarelor sincrone se poate face prin trei metode :

a) *Pornirea în asincron,* prin utilizarea unei înfăşurări de pornire cu care se prevede rotorul (de obicei o înfăşurare în colivie). La pornire, pentru maşinile mai mari, înfăşurarea de excitaţie este conectată pe o rezistenţă, maşina pornind ca un motor asincron (eventual cu tensiune scăzută). La o turaţie apropiată de cea de sincronism se conectează înfăşurarea de excitaţie la sursa de curent continuu, maşina intrînd printr-un proces tranzitoriu amortizat, în sincronism.

Micromaşinile sincrone au rotorul prevăzut cu magneţi permanenţi şi se pornesc prin simpla lor conectare la reţea. În rotor se mai prevede o colivie de pornire, care uneori este chiar piesa de fixare a magneţilor permanenţi.

b) *Pornirea cu un motor auxiliar.* Se utilizează doar în cazul în care pornirea se face în gol ; prin punerea în paralel a maşinii cu reţeaua, după realizarea conectării la reţea motorul de antrenare se deconectează. În acest mod se realizează o pornire a motorului sincron fără a solicita reţeaua cu curenţi mari de pornire.

c) *Pornirea prin intermediul frecvenţei.* Această metodă se poate utiliza doar în cazul cînd între motorul sincron şi reţeaua de alimentare se poate interpune un convertizor de frecvenţă, a cărui frecvenţă de ieşire se poate varia de la zero la frecvenţa nominală. Motorul este conectat la convertizorul de frecvenţă, care la pornire are frecvenţa nulă, pentru o tensiune dată. Motorul sincron porneşte în regim de motor de curent continuu. Pe măsura creşterii turaţiei motorului sincron se măreşte atît frecvenţa cît şi tensiunea.

Utilizarea convertizorului de frecvenţă permite modificarea turaţiei motorului sincron. Aceste instalaţii se realizează astăzi cu elemente semi-

conductoare de putere comandate (tiristoare). Utilizarea lor este justificată în acționările de mare putere (puteri de ordinul megawaților) și turație variabilă (de exemplu în acționarea morilor de ciment).

În prezent motoarele sincrone se construiesc în număr din ce în ce mai mare, datorită unor serii de avantaje prezentate față de motoarele asincrone. Motoarele sincrone se utilizează la acționarea convertizoarelor rapide (mașini electrice ce transformă energia electrică de curent alternativ, în energie de curent continuu), turbogeneratoarelor de mică putere, compresoarelor cu piston, elicelor navelor, laminoarelor, pompelor de irigații etc.

Avantajele utilizării motoarelor sincrone sînt :

1) Îmbunătățirea factorului de putere, prin funcționare supraexcitată.

2) Siguranță mărită în funcționare (în special la puteri mari și turație scăzută, datorită întrefierului mare).

3) Cuplul variază liniar cu tensiunea.

4) Randament mărit (peste 90 %).

Dezavantajele utilizării motorului sincron sînt :

1) Consum ridicat de cupru pe partea de excitație.

2) Necesitatea dispozitivelor auxiliare de pornire.

3) Prezența fenomenului de pendulare.

5.6.1. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE ȘI DIAGRAMELE FAZORIALE

Trecerea mașinii sincrone din regimul de generator în regimul de motor se face prin rămînerea în urmă a rotorului față de axa cîmpului magnetic învîrtitor, unghiul de sarcină obținînd valori negative. Asocierea sensurilor pozitive fiind făcută pentru regimul de sursă (generator), pentru regimul de consumator (motor) puterea și cuplul apar negative.

Schimbarea sensului curentului în înfășurarea indusului modifică acțiunea reacției indusului : un curent cu caracter inductiv magnetizează mașina, iar un curent cu caracter capacitiv demagnetizează mașina (figura 5.31, *a* și *b*).

Ecuațiile de funcționare sînt în acest caz identice cu cele din regimul de generator. Ecuația tensiunilor este deci de forma :

$$\underline{U}_e = \underline{U} + \underline{I}\underline{Z}. \tag{5.62}$$

Diagramele fazoriale se construiesc în mod asemănător cu diagramele regimului de generator și sînt redate în figurile 5.31, *a* și *b* pentru un motor sincron cu poli plini.

Pentru un motor sincron cu poli aparenți diagrama fazorială este redată în figura 5.32.

Regimul de generator și de motor se pot reprezenta intuitiv printr-o diagramă unică prezentată în figura 5.33. Din cele expuse anterior și redate în diagrama regimurilor mașinii sincrone, se poate trage concluzia că *o mașină sincronă furnizează rețelei putere reactivă în regimul de supraexcitare*. În acest mod mașinile sincrone contribuie la îmbunătățirea factorului de putere al rețelei, atît în regim de generator cît și de motor.

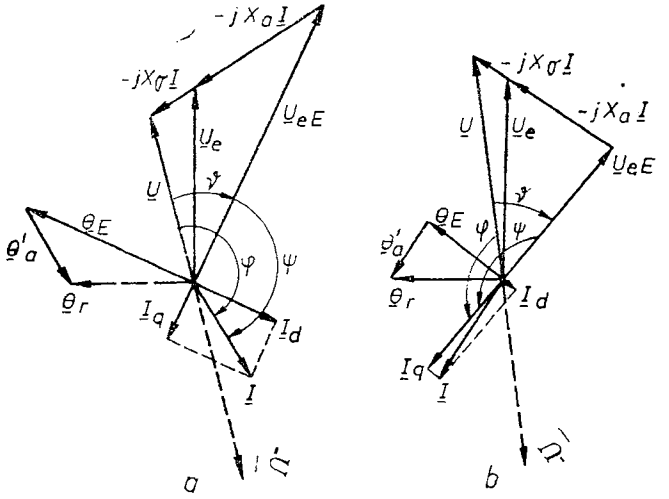


Fig. 5.31. Diagramele fazoriale ale unui motor sincron cu poli plini :
a — motor supraexcitat; *b* — motor subexcitat.

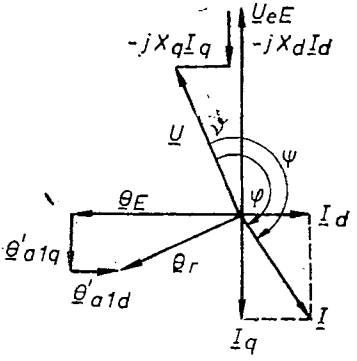


Fig. 5.32. Diagrama fazorială a unui motor sincron cu poli aparenți, supraexcitat.

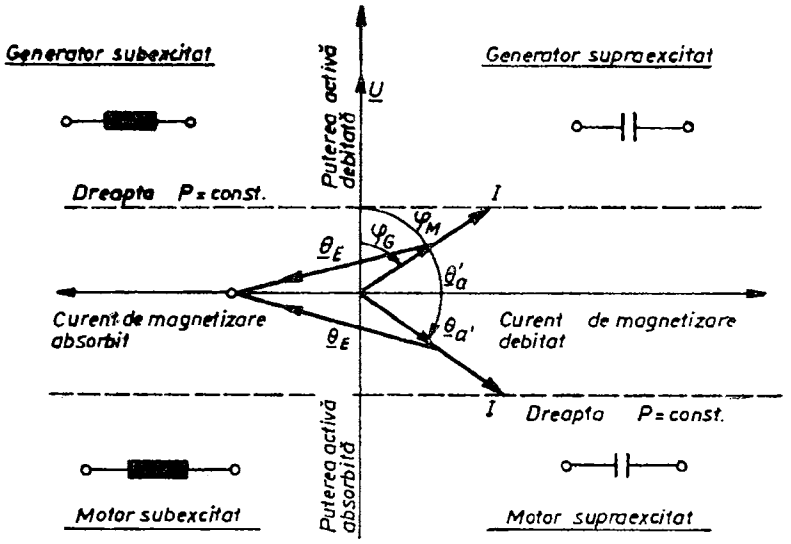


Fig. 5.33. Regimurile de funcționare ale mașinii sincrone.

5.6.2. FUNCȚIONAREA MOTORULUI SINCRON LA CUPLU CONSTANT ȘI MODIFICĂRI ALE CURENTULUI DE EXCITAȚIE

În vederea acoperirii necesarului de putere reactivă a rețelei, motoarele și generatoarele sincrone funcționează supraexcitat. La cuplu constant, $M=$ const., $U=$const. și $f=$const., caracteristica $I=f(I_E)$, denumită *curba în V*, ilustrează acest regim de funcționare.

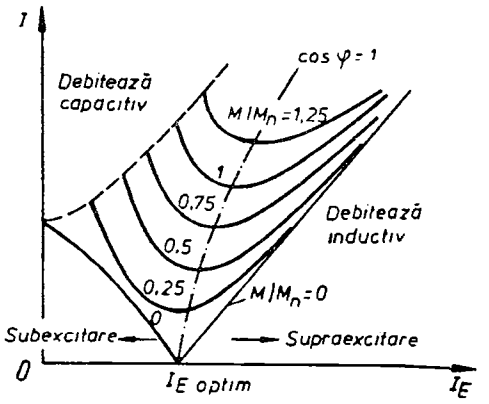


Fig 5.34. Caracteristicile în V ale mașinii sincrone, pentru diferite valori ale cuplului electromagnetic.

Considerăm, pentru simplificare, o mașină sincronă cu poli plini, funcționînd în condițiile amintite. Din relația (5.49) se obține :

$$\frac{U_{eE}}{X_S} \sin \vartheta = \text{const.} \tag{5.63}$$

Din diagrama fazorială (fig. 5.15) rezultă relația $U_{eE} \sin \vartheta = X_S \underline{I} \cos \varphi$, pentru $R = 0$. Se obține deci condiția de funcționare în cazul caracteristicilor $I = f(I_E)$, denumite curbele în V,

$$I \cdot \cos \varphi = \text{const.} \tag{5.64}$$

Avînd cuplul electromagnetic drept parametru se obține o familie de curbe (fig. 5.34). Cu linie întreruptă este trasată curba loc geometric al punctelor pentru care $\cos \varphi = 1$. În partea dreaptă a acestei curbe, motorul este supraexcitat debitînd putere reactivă, iar în partea stîngă este subexcitat, absorbind putere reactivă din rețea. În punctele corespunzătoare valorilor minime ale curentului de sarcină, pentru care curentul de excitație obține valorile $I_{E\,optim}$, motorul sincron funcționează ca un receptor pur rezistiv. În consecință motorul sincron poate lucra cu un factor de putere unitar în orice sarcină normală, spre deosebire de motorul asincron.

Motoarele sincrone de mare putere se proiectează pentru a funcționa la $\cos \varphi = 1$, în vederea reducerii curentului statoric la valori minime, ceea ce conduce la pierderi Joule mai reduse și o micșorare a gabaritului motorului. Curbele în V sînt caracteristice și generatoarelor sincrone pentru care puterea activă debitată este constantă, $P = \text{const.}$

5.6.3. FUNCȚIONAREA MOTORULUI SINCRON LA CURENT DE EXCITAȚIE CONSTANT ȘI MODIFICĂRI ALE SARCINII. STABILITATEA STATICĂ ȘI DINAMICĂ

Regimul de funcționare normal al unui motor sincron se caracterizează printr-o dependență rigidă între frecvența rețelei și turația arborelui. În exploatare motorul sincron este supus în permanență unor perturbații de natură electrică (variații ale curentului de excitație sau ale tensiunii, eventualele scurtcircuite) sau mecanică (cuplul rezistent ne-

uniform sau variații ale cuplului de sarcină). Aceste perturbații conduc la faptul că motorul sincron este supus, în general, unor regimuri tranzitorii *.

Regimurile tranzitorii conduc la restabilirea unor regimuri staționare sau la pierderea sincronismului (desprinderea mașinii din sincronism).

După rapiditatea de variație a sarcinii se deosebesc două situații distincte, care se caracterizează prin : stabilitatea statică respectiv stabilitatea dinamică.

Caracteristica $M=f(\vartheta)$ a unui motor sincron, identică ca formă cu cea a unui generator sincron, determină expresia cuplului sincronizant prin relația (5.54). După cum s-a specificat în § 5.5.3 o mașină sincronă funcționează stabil în cazul unui cuplu sincronizant pozitiv, $M_s>0$.

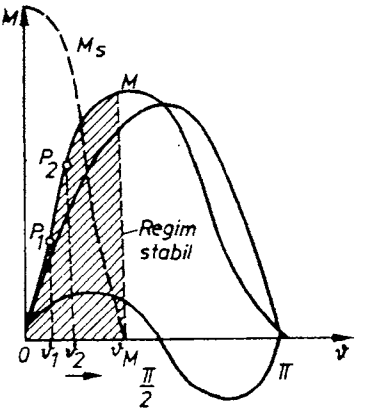


Fig. 5.35. Curbele de sarcină, $M(\vartheta)$ și $M_s(\vartheta)$ pentru mașina sincronă cu poli aparenți.

a) *Stabilitatea statică.* Stabilitatea statică a unei mașini sincrone este proprietatea sa de a funcționa normal la rețea, cînd trecerea de la un regim de funcționare la altul se efectuează prin variații mici ale sarcinii și *lente* în raport cu constantele de timp ale circuitelor electromecanice ale mașinii.

Mărimea care se modifică la variația sarcinii este unghiul intern ϑ. La o nouă sarcină variația de unghi ϑ conduce la fixarea unui nou punct de funcționare (P_2 din figura 5.35). Cuplul sincronizant reprezintă criteriul stabilității statice : domeniul cu $M_s>0$ este un domeniu stabil, starea caracterizată prin $M_s=0$ reprezintă limita de încărcare a mașinii iar domeniul cu $M_s<0$ reprezintă domeniul de instabilitate.

Stabilitatea maximă are loc la mersul în gol ($\vartheta=0$), iar stabilitatea nulă la cuplul maxim. Motoarele sincrone se proiectează și se exploatează cu o rezervă de cuplu sincronizant care reprezintă aproximativ 60% din valoarea sa maximă. Cu cît puterea sincronizantă este mai mare, cu atît funcționarea mașinii este mai stabilă, pentru că la o variație dată a cuplului, modificarea poziției rotorului este cu atît mai mică.

O măsură a stabilității statice o reprezintă raportul dintre cuplul maxim și cuplul nominal. În ipoteza că mașina sincronă are poli plini, acest raport se obține simplu și este exprimat prin relația (5.52).

Pentru a avea un k_M de valori ridicate, (de obicei $k_M=1{,}5\ldots1{,}7$) trebuie ales un unghi de sarcină de valori mici. Pentru un unghi constant rezultă că și reactanța sincronă longitudinală trebuie să aibă valori scăzute. În consecință trebuie mărit întrefierul mașinii, ceea ce conduce la o mărire a excitației, deci a dimensiunilor rotorului. Valori scăzute ale reactanței sincrone longitudinale se obțin la mașinile sincrone cu raport de scurtcircuit ridicat (rel. (5.51)).

b) *Stabilitatea dinamică.* Stabilitatea dinamică reprezintă proprietatea mașinii sincrone de a continua să funcționeze normal la perturbări bruște ale sarcinii.

---

* Se poate face observația că regimurile tranzitorii intervin îndeosebi la motoarele sincrone de medie și mare putere.

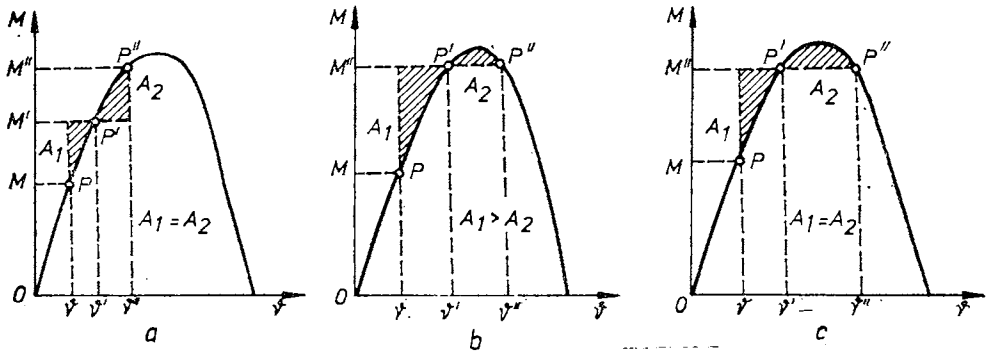


Fig. 5.36. Explicativă la noțiunea de stabilitate dinamică :
a — cazul stabil; *b* — cazul instabil; *c* — cazul limită de stabilitate.

Considerăm caracteristica $M(\vartheta)$ a unui motor sincron și punctul de funcționare în P (fig. 5.36, *a*). Motorul sincron funcționează cu unghiul de sarcină ϑ și cuplul electromagnetic M. La o creștere bruscă a cuplului rezistent cu $\Delta M = M' - M$ datorită inerției maselor în rotație, unghiul de sarcină ϑ rămîne pentru moment constant. Datorită faptului că în momentul inițial al variației sarcinii, cuplul rezistent depășește cuplul electromagnetic al motorului, începe un proces de decelerare, rotorul tinzînd să-și micșoreze viteza, iar unghiul intern începe să crească. Cuplul electromagnetic crește și odată cu atingerea punctului P' este egal cu cuplul rezistent. Cuplul decelerator devine nul. Datorită inerției maselor, unghiul intern continuă să crească, peste valoarea ϑ'. În acest moment viteza de rotație a rotorului este încă mai mică ca cea sincronă. La $\vartheta > \vartheta'$ cuplul electromagnetic devine mai mare ca și cuplul rezistent și se produce un proces de accelerare a rotorului. Unghiul ϑ continuă să crească pînă la valoarea ϑ'', cînd turația motorului este din nou egală cu cea de sincronism. Întreaga energie cinetică pierdută în perioada de decelerare (trecerea de la ϑ la ϑ') s-a restabilit în perioada de accelerare (de la ϑ' la ϑ''). În punctul P'' rotorul fiind supus unui cuplu electromagnetic mai mare ca cel rezistent este accelerat și unghiul intern începe să scadă, revenind spre ϑ''. Fenomenul se petrece în sens invers și rotorul execută cîteva oscilații în jurul valorii noului unghi intern ϑ', pînă cînd motorul va funcționa stabil. Amplitudinea și durata oscilațiilor rotorului depind de construcția înfășurării de amortizare și de pierderile de energie datorită frecărilor mecanice (a se vedea § 5.9.2). Plaja de variație a unghiului intern este fixată de egalitatea ariilor A_1 și A_2, proporționale cu energiile înmagazinate la accelerare și decelerare. Se face observația că unghiul ϑ'' poate depăși, la prima oscilație, valoarea de 90° și în condițiile egalității ariilor A_1 și A_2 mașina va reintra în regimul normal (a se vedea fig. 5.36, c).

Analiza stabilității dinamice a motoarelor sincrone reprezintă un element de bază într-o acționare electrică care utilizează astfel de motoare. Fenomenul de pendulare a rotorului mașinii sincrone, în cazul aplicării unei sarcini bruște la arbore, constituie unul din dezavantajele principale ale unei astfel de acționări.

Analiza acestui fenomen tranzitoriu este redată în § 5.9.2. Fenomenele de stabilitate statică și dinamică intervin și la generatoarele sincrone și se analizează similar analizei efectuate anterior.

5.6.4. CARACTERISTICILE MOTORULUI SINCRON

Motoarele sincrone sînt proiectate şi realizate astfel încît să funcţioneze în mod normal cu tensiune la borne şi frecvenţă constante. Curentul de excitaţie este prevăzut să poată fi modificat în anumite limite în vederea posibilităţii furnizării unei puteri reactive adaptate condiţiilor în care se exploatează reţeaua. Turaţia motorului sincron este riguros constantă, direct proporţională cu frecvenţa reţelei.

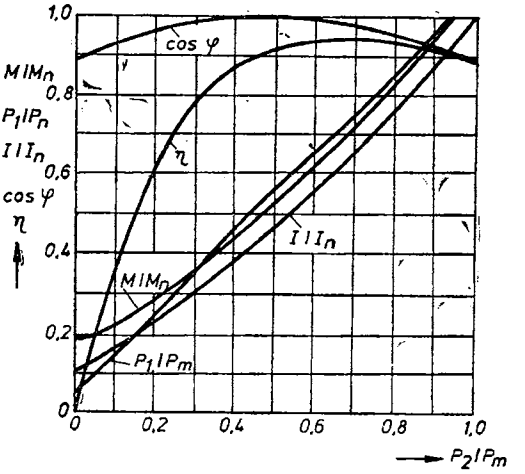


Fig. 5.37. Caracteristicile de lucru ale motorului sincron.

În cazul în care, din motive de simplificare a schemei electrice a instalaţiei, curentul de excitaţie rămîne constant, motoarele sincrone compensează complet reţeaua ($\cos\varphi = 1$) pentru o anumită sarcină. La sarcină mai mare decît aceasta motoarele sincrone sînt subexcitate iar la sarcină mai mică supraexcitate.

Cuplul util la arborele maşinii (M_2) variază liniar cu puterea maşinii. Randamentul (η) prezintă o valoare maximă, pentru o anumită sarcină şi în general depăşeşte valoarea de 0,9 pentru sarcini variind între 40—100% din valoarea sarcinii nominale.

În figura 5.37 sînt trasate curbele de variaţie ale mărimilor caracteristice ale unui motor sincron : η, $\cos\varphi$, I/I_n, P_1/P_n, M/M_n, în funcţie de P_2/P_n. (P_1 este puterea absorbită ; P_2 — puterea dezvoltată la arbore ; M — cuplul electromagnetic).

5.7. COMPENSATORUL SINCRON

Regimul de compensator sincron reprezintă regimul particular al unui motor sincron funcţionînd în gol, care absoarbe de la reţea o putere activă necesară acoperirii pierderilor şi debitează o putere reactivă.

În paragrafele anterioare s-a relevat faptul că prin supraexcitarea unui motor sincron acesta poate deveni un generator de putere reactivă pentru reţeaua electrică, îmbunătăţind factorul de putere şi permiţînd reglarea tensiunii. Un compensator sincron are deci o înfăşurare de excitaţie mai voluminoasă, un întrefier mai mare, respectiv întrucît nu vehiculează decît o mică putere activă, arborele are dimensiuni mai reduse.

Studiul funcţionării compensatorului sincron se face cu ecuaţiile obişnuite ale maşinii sincrone.

Funcţionarea compensatorului sincron la tensiunea nominală corespunde punctul A_2 din figura 5.38. La o scădere de tensiune a reţelei, punctul de funcţionare se mută în A_3. Compensatorul sincron debitează o putere reactivă mai mare care descarcă parţial generatorul sincron legat

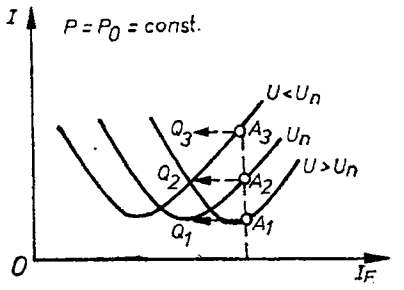


Fig. 5.38. Curbele $I\,(I_E)$ ale compensatorului sincron, pentru diferite tensiuni ale rețelei.

la rețea și deci îi mărește excitația permițînd revenirea la tensiunea nominală.

Compensatorul sincron se pornește ca un motor sincron în gol. La compensatoarele sincrone mari se urmărește reducerea curentului de pornire la valori mai mici decît curentul nominal.

Compensatoarele sincrone se execută pentru puteri de la 1 MVAr pînă la 200 MVAr și tensiuni de ordinul kilovolților (11 ... 25 kV).

5.8. REGIMURILE NESIMETRICE ALE MAȘINII SINCRONE

Mașinile sincrone trifazate funcționează uneori în regimuri nesimetrice, în special cînd sînt conectate singure la o rețea. Dacă funcționează mai multe mașini conectate în paralel la o rețea, regimurile nesimetrice apar numai în cazul unor tensiuni diferite la bornele rețelei, datorită unor nesimetrii ale sarcinii, cum ar fi :

a) Conectarea la rețeaua trifazată a unor consumatori monofazați de mare putere (tracțiune electrică, cuptoare electrice monofazate) sau a unor receptoare trifazate cu regim de funcționare nesimetric accentuat (cuptoare electrice cu arc).

b) Existența unor deranjamente particulare în rețea (scurtcircuite nesimetrice, întreruperi ale unor faze ale rețelei trifazate).

Studiul unui regim *nesimetric și nesinusoidal* se poate realiza numai prin introducerea teoriei generalizate a mașinilor electrice, care are la bază utilizarea unui model unitar de mașină electrică, astfel conceput încît să reproducă identic fenomenul conversiei electromecanice din mașina reală. Analiza pe această cale a mașinilor electrice, care necesită utilizarea programării pe un calculator numeric a sistemelor de ecuații, este singura cale posibilă care permite rezolvarea atît a cazurilor de nesimetrie, cît și a regimurilor simetrice. Teoria unitară a mașinilor electrice este prezentată în cîteva lucrări recente și aplicată cu precădere în cercetarea științifică actuală [2, 3, 9] *.

În cazul unui regim *nesimetric dar sinusoidal,* se poate efectua studiul prin aplicarea metodei componentelor simetrice pentru care sînt valabile ecuațiile stabilite pentru regimul simetric. Parametrii mașinii trebuie considerați în raport cu componentele simetrice respective.

---

* Se recomandă urmărirea capitolelor respective și în lucrarea *Teoria conversiei electromecanice,* autor V. Nedelcu, Editura tehnică, 1978.

Un sistem trifazat nesimetric sinusoidal se poate descompune în trei sisteme simetrice, avînd următoarele componente : componenta directă, inversă şi homopolară. Pentru fiecare componentă maşina are parametri diferiţi care trebuie cunoscuţi.

a) *Succesiunea directă.* Faţă de succesiunea directă maşina sincronă are impedanţele Z_{1d} şi Z_{1q} definite în paragrafele anterioare. Determinarea parametrilor se face printr-o încercare în scurtcircuit trifazat simetric şi o măsurare a rezistenţei indusului în curent continuu.

b) *Succesiunea inversă.* Curenţii de succesiune inversă produc un cîmp magnetic învîrtitor care se roteşte cu aceeaşi viteză dar în sens invers cîmpului magnetic direct.

Parametrii de succesiune inversă se determină printr-o încercare în care se scurtcircuitează înfăşurarea de excitaţie şi se roteşte rotorul în sens invers rotirii cîmpului magnetic învîrtitor din stator. Măsurînd tensiunea, curentul şi puterea se determină R_2, X_2 şi Z_2. Valoarea reactanţei X_2 este cuprinsă între valoarea reactanţei de dispersie şi cea a reactanţei sincrone longitudinale, $X_\sigma < X_2 < X_d$.

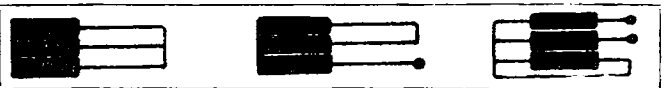
c) *Succesiunea homopolară.* Curenţii de succesiune homopolară (sau succesiune nulă), produc în maşină o tensiune magnetomotoare care se compune *numai* din armonicile multiple de 3 k. În consecinţă se produce un cîmp magnetic pulsatoriu.

Parametrii de succesiune homopolară se pot determina astfel : se conectează în serie fazele maşinii şi se alimentează de la o reţea monofazată. Prin măsurarea puterii, tensiunii şi a curentului se determină R_0, X_0 şi Z_0. În general valoarea reactanţei homopolare este mai mică decît valoarea reactanţei de dispersie, $0 < X_0 < X_\sigma$.

În tabelul 5.9 sînt grupate relaţiile de determinare a parametrilor regimului nesimetric sinusoidal.

Tabelul 5.9

Mărimile regimului nesimetric staţionar

Mărimea / Schema	
I_{sc} Tri-bi-monofazat	$I_{sc3} = \frac{U_{e0}}{X_d}$; $I_{sc2} \cong \frac{\sqrt{3} \cdot U_{e0}}{X_d + X_2}$; $I_{sc1} \cong \frac{3 \cdot U_{e0}}{X_d + X_2 + X_0}$ *Obs.* Pentru $X_2 = X_0 = 0$ $I_{sc3} : I_{sc2} : I_{sc1} = 1 : \sqrt{3} : 3.$
Impedanţa faţă de succesiunea directă Z_1	$R_1 = R$ $X_1 = X_d$ $\quad X_1 = \frac{U_{e0}}{I_{sc3}}$
Impedanţa faţă de succesiunea inversă Z_2	R_2 $X_\sigma < X_2 < X_d$ $\quad X_2 \cong U_{e0}\left[\frac{\sqrt{3}}{I_{sc2}} - \frac{1}{I_{sc3}}\right]$
Impedanţa faţă de succesiunea nulă Z_0	$R_0 \cong R$ $0 < X_0 < X_\sigma$ $\quad X_0 \cong U_{e0}\left[\frac{3}{I_{sc1}} - \frac{\sqrt{3}}{I_{sc2}}\right]$

5.8.1. FUNCȚIONAREA GENERATORULUI SINCRON ÎN SARCINĂ NESIMETRICĂ

Regimurile nesimetrice limită, scurtcircuitul bi- sau monofazat reprezintă cazuri de funcționare de avarie a generatoarelor sincrone. Protecția mașinilor elimină în scurt timp aceste regimuri.

În general generatoarele sincrone din centralele turbo și hidroelectrice funcționează în regim simetric. Există însă situații în care sarcina este nesimetrică. De aceste situații se ține seama și în cazul proiectării generatoarelor sincrone.

Generatoarele sincrone se construiesc cu înfășurări în stea cu punctul neutru scos. De aceea la generatoarele sincrone succesiunea homopolară este nulă. Din acest motiv, funcționarea unui generator sincron în regim nesimetric sinusoidal se caracterizează prin raportul dintre curentul de succesiune inversă I_2 și curentul în regim simetric nominal I_n al mașinii numit *gradul de nesimetrie*. Întrucît în funcționarea generatoarelor sincrone pot interveni în mod normal și regimuri nesimetrice, gradul de nesimetrie admis este prescris prin norme :

— la hidrogeneratoare fără înfășurare de amortizare

$$\frac{I_2}{I_n} \leqslant 0{,}077 - 0{,}14 ;$$

— la turbogeneratoare cu înfășurare de amortizare

$$\frac{I_2}{I_n} \leqslant 0{,}21 - 0{,}34.$$

Gradul de nesimetrie admis depinde de înfășurarea de amortizare. Funcționarea generatoarelor sincrone în sarcină nesimetrică pe un timp nelimitat este admisă în limitele gradului de nesimetrie, la curenți pe faze care nu depășesc valoarea nominală.

5.9. PROCESE TRANZITORII ÎN MAȘINI SINCRONE

Procesele tranzitorii intervin în funcționarea mașinii sincrone ori de cîte ori se modifică brusc condițiile de funcționare, datorită variației bruște a cuplului mecanic la arbore, a impedanțelor consumatorilor pe care debitează un generator sincron sau a variației curentului de excitație.

Variația bruscă a sarcinii mașinii produce fenomenul de pendulări sau de oscilații, care se manifestă prin oscilațiile valorilor unghiului de sarcină ϑ în jurul noii valori. Aceste oscilații pot determina în unele cazuri desprinderea din sincronism a mașinii.

În regimurile tranzitorii, curenții și tensiunile nu mai variază sinusoidal în timp. Se produc componente periodice și aperiodice, care se amortizează cu diferite constante de timp. În cazul unui scurtcircuit la bornele mașinii, valorile componentelor tranzitorii depind de condițiile inițiale care diferă de la o fază la alta.

Principalii parametri ai mașinilor sincrone, care caracterizează atît regimul staționar cît și cel tranzitoriu, reactanțele sincrone și constantele de timp, depind de puterea și construcția lor.

Obișnuit, mărimile care intervin în studiul și analiza performanțelor mașinii sincrone se raportează la valorile lor nominale. Acest sistem de mărimi raportate se numește sistemul „per-unit". Utilizarea sistemului „per-unit" permite compararea cantitativă a funcționării mașinilor electrice, indiferent de mărimile nominale. Toate mărimile nominale obțin astfel valoarea 1.

La stabilirea mărimilor raportate se consideră mărimile corespunzătoare conexiunii stea în indus.

Mărimile de raportare sînt următoarele :

a) Pentru curentul și tensiunea la bornele indusului, puterea, frecvența și turația, se aleg valorile nominale corespunzătoare (tensiunea și curentul nominal se iau prin valoarea lor maximă).

b) Pentru rezistențe, reactanțe, impedanțe se consideră impedanța nominală, definită prin :

$$Z_n = \frac{U_n}{I_n}; \tag{5.65}$$

c) Pentru flux se alege valoarea maximă a tensiunii nominale împărțită cu pulsația nominală ω_n :

$$\psi_n = \frac{\sqrt{2}\, U_n}{\omega_n}; \tag{5.66}$$

d) Pentru timp se ia inversul pulsației nominale, $\frac{1}{\omega_n}$;

e) Pentru vitezele unghiulare se ia viteza unghiulară corespunzătoare sincronismului la frecvența nominală f_n.

Mărimile rotorice se raportează la mărimile corespunzătoare înfășurărilor statorice.

Mărimile în sistemul per-unit se scriu cu literă mică : u, i, z, x, r etc. În tabelul 5.10 se indică valorile relative ale parametrilor mașinilor sincronice.

5.9.1. SCURTCIRCUITUL BRUSC AL GENERATORULUI SINCRON

Unul din regimurile tranzitorii cele mai importante ale mașinii sincrone este scurtcircuitul brusc, însoțit de curenți tranzitorii foarte mari, care solicită mașina atît termic cît și electrodinamic.

Curenții de scurtcircuit sînt curenți inductivi cu o reacție a indusului longitudinală demagnetizantă. Liniile cîmpului magnetic de reacție se

Tabelul 5.10

Parametrii mașinilor sincrone, pentru f=50 Hz.

Tipul mașinii	X_d	$X_q \approx X'_q$	X'_d	X''_d	X''_q	T'_{d0}	T'_d	T_d	T_a
	p. u.	p. u.	p. u.	p. u.	p. u.	s	s	s	s
Turbogenerator cu rotor plin (p=2)	1,5—2,5	1,2—2,3	0,15—0,35	0,1—0,25	0,1—0,25	5—15	0,6—2,0	0,02—0,06	0,1—0,7
Hidrogeneratoare cu înf. de amortizare $2p<16$	0,95—1,78	0,46—0,91	0,15—0,37	0,08—0,24	0,08—0,26	2—10	0,4—2,5	0,02—0,08	0,04—0,25
Hidrogeneratoare cu înf. de amortizare $2p>16$	0,83—1,6	0,57—0,89	0,23—0,23	0,16—0,24	0,17—0,25	4,2—10	1,0—2,0	0,02—0,05	0,07—0,15
Hidrogeneratoare fără înf. de amortizare $2p<16$	0,98—1,7	0,52—0,9	0,2—0,35	0,2—0,35	0,52—0,9	2—10	0,5—2,5	--	0,09—0,6
Hidrogeneratoare fără înf. de amortizare $2p>16$	0,86—1,5	0,45—0,8	0,25—0,4	0,25—0,4	0,45—0,8	1,5—8	0,55—2,5	--	0,1—0,6
Motoare sincrone cu înf. de amortizare	0,85—2,5	0,5—1,5	0,22—0,56	0,11—0,32	0,11—0,32	1,0—7,0	0,2—1,5	0,004—0,06	0,02—0,15

T'_{d0} — constantă de timp tranzitorie a înfășurării de excitație, la mersul în gol ;
T'_d — constantă de timp tranzitorie la scurtcircuit ;
T''_d — constanta de timp supratranzitorie la scurtcircuit ;
T_a — constanta de timp a componentei aperiodice a curentului indusului.

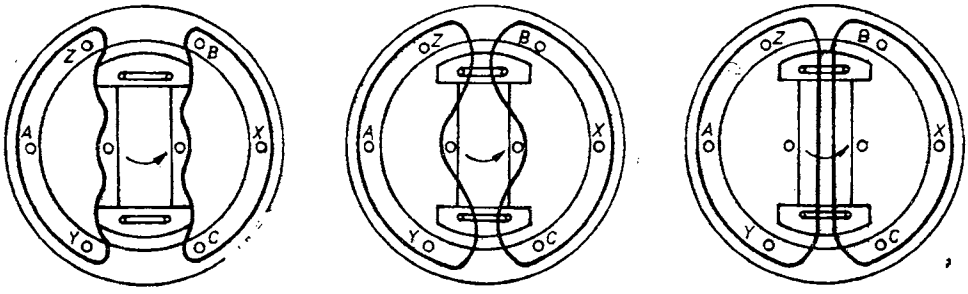


Fig. 5.39. Traseul succesiv al liniilor cîmpului magnetic de reacție :
a — corespunde reactanței supratranzitorii x_d'' ; *b* — corespunde reactanței tranzitorii x_d' ;
c — corespunde scurtcircuitului stabil, caracterizat prin reactanța sincronă longitudinală x_d.

vor închide pe linia axei polilor care prezintă reluctanța magnetică minimă. Datorită înfășurării de excitație și a înfășurării de amortizare (dacă mașina este prevăzută cu o astfel de înfășurare), în care apar curenți tranzitorii induși, deosebim trei trasee succesive ale liniilor cîmpului de reacție (fig. 5.39), cărora le corespund trei reactanțe diferite :

X_d'' — reactanța sincronă longitudinală supratranzitorie ;

X_d' — reactanța sincronă longitudinală tranzitorie ;

X_d — reactanța sincronă longitudinală.

Valorile acestor reactanțe îndeplinesc inegalitățile relației (5.67).

$$X_d'' < X_d' < X_d. \tag{5.67}$$

La mașinile sincrone cu poli aparenți se mai definește, corespunzător cîmpului magnetic transversal, reactanța sincronă transversală supratranzitorie, X_q'', care are valori apropiate de valoarea reactanței X_d''.

Curbele de variație în timp a curentului de scurtcircuit depinde de valoarea fluxului inductor ce străbate faza scurtcircuitată, valorile extreme fiind valoarea nulă respectiv valoarea maximă. În primul caz variația curentului de scurtcircuit este periodică (fig. 5.40, *a*), iar în al doilea caz aperiodică (fig. 5.40, *b*). Variația diferită a curenților este datorată proceselor fizice ce se desfășoară în primele momente, în așa fel încît fluxul unei înfășurări să rămînă același ca în momentul apariției scurtcircuitului. Faza căreia îi corespunde fluxul inductor maxim, va fi parcursă de curentul de scurtcircuit cel mai mare.

Valorile curenților de scurtcircuit brusc sînt redate în tabelul 5.11. Aceste valori sînt date pentru cazul cînd scurtcircuitul s-a produs la mersul în gol. Pentru mersul în sarcină aceste valori se măresc cu 10—30 %. Scurtcircuitul cel mai periculos este cel monofazat, la care primul șoc poate obține valori pînă la 45 ori amplitudinea curentului de scurtcircuit de durată — pentru mașinile cu poli plini, sau pînă la de 25 ori pentru mașinile cu poli aparenți.

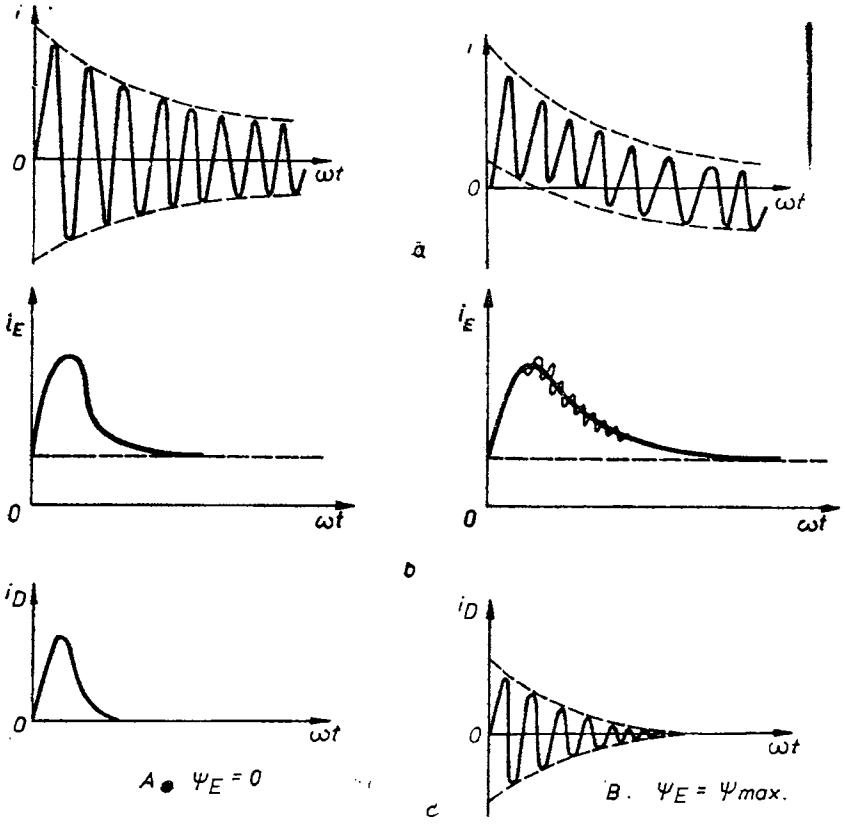


Fig. 5.40. Alura curenților de scurtcircuit în cazul $\psi_E = 0$, respectiv $\psi_E = \psi_{max}$:
a — curentul indusului; *b* — curentul de excitație; *c* — curentul din înfășurarea de amortizare.

Tabela 5.11

Valorile curenților de sc. brusc

Curentul / Schema			
$I_{sc\ max}$	$1{,}8\dfrac{\sqrt{2}U_{sE}}{X_d''}$	$1{,}8\sqrt{3}\dfrac{\sqrt{2}U_{sE}}{X_d''+X_2}$	$1{,}8\dfrac{3\sqrt{2}U_{sE}}{X_d''+X_2+X_0}$

Obs. Valorile sînt date pt. cazul cînd sc. s-a produs la mersul în gol ; pentru mersul în sarcină, aceste valori se măresc cu (10—30)%.
Scurtcircuitul cel mai periculos este cel monofazat la care primul șoc de curent poate obține valori pînă la 45 ori amplitudinea curentului de scurtcircuit de durată (poli plini) sau pînă la de 25 ori (poli aparenți).

5.9.2. PENDULAȚIILE ELECTROMECANICE ALE MAȘINII SINCRONE

Regimul staționar de funcționare al unei mașini sincrone este caracterizat prin unghiul de sarcină $\vartheta = \text{const}$. La o modificare rapidă a sarcinii, unghiul ϑ nu poate urmări imediat sarcina din cauza inerției, ceea ce

are ca urmare o pendulare a rotorului în jurul noii poziții. Aceste oscilații ale rotorului depind de felul de variație în timp a cuplului mecanic de la arborele mașinii sincrone.

La un cuplu mecanic constant în timp ($\Delta M_{mec}=0$) frecvența oscilațiilor rotorului depinde de proprietățile mașinii sincrone ; ele se numesc *oscilații sau pendulări libere.*

Pendulările libere sînt caracteristice tocmai fenomenului stabilității dinamice, analizat în paragraful 5.5.7.

În cazul antrenării generatoarelor sincrone cu o mașină cu piston, cuplul mecanic nu este uniform în timp și are variații de o anumită frecvență. În acest caz rotorul mașinii sincrone oscilează în jurul poziției medii cu frecvența oscilațiilor cuplului ; aceste oscilații ale mașinii sincrone se numesc oscilații sau pendulări forțate. În mod asemănător, dacă cuplul rezistent la arborele unui motor sincron este neuniform, funcționarea lui este însoțită de pendulări forțate corespunzătoare.

Considerăm cazul unui motor sincron, a cărui ecuație de mișcare a rotorului este dată prin relația (5.68) :

$$\frac{J}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}^2\vartheta}{\mathrm{d}t^2}=M-M_{mec}, \tag{5.68}$$

unde $\frac{J}{p}\frac{\mathrm{d}^2\vartheta}{\mathrm{d}t^2}$ este cuplul de accelerare ; J — momentul de inerție ; ϑ/p — unghiul de rotație al roții polare ; M_{mec} — cuplul mecanic rezultant ; M — cuplul electromagnetic al mașinii.

La o funcționare sincronă stabilă, cuplul de accelerare este nul și $M-M_{mec}=0$. Pendulările intervin dacă unul sau ambele cupluri din membrul drept al relației (5.68) se modifică. Modificări ale cuplului electromagnetic intervin în următoarele cazuri : variații ale tensiunii rețelei, ale curentului de sarcină sau ale curentului de excitație, la variațiile bruște ale sarcinii sau în cazul în care cuplul aplicat la axul mașinii prezintă pulsații. Astfel compresoarele cu piston, sistemele cu transmisie prin bielă manivelă, prezintă o caracteristică mecanică pulsatorie.

Rezolvarea ecuației (5.68) prin introducerea expresiei cuplului mecanic M_{mec} și a cuplului electromagnetic M (5.49), conduce la o ecuație diferențială neliniară. În vederea rezolvării ei, se obișnuiește să se considere oscilații cu amplitudini mici în jurul poziției de echilibru, în ipoteza unor coeficienți constanți.

Cu aceste considerente ecuația (5.68) se poate scrie sub forma [3, 9] :

$$\frac{J}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}^2\alpha}{\mathrm{d}t^2}+K_a\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t}+M_{si}\alpha=M_{mec}, \tag{5.69}$$

unde :

α este unghiul de variație în jurul poziției stabile medii ϑ_0 : ($\vartheta=\vartheta_0+\alpha$) ;

$K_a\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t}$ — cuplul corespunzător amortizării oscilațiilor vitezei rotorului, denumit „cuplul de amortizare" ;

$M_{si}\alpha$ — cuplul sincron, corespunzător puterii sincronizante de natură electromagnetică ;

ΔM_{mec} — cuplul variabil pe arborele mașinii : $\Delta M_{mec}=0$ la cuplu constant și $\Delta M_{mec}\neq 0$ în cazul unei mașini cu cuplu pulsatoriu.

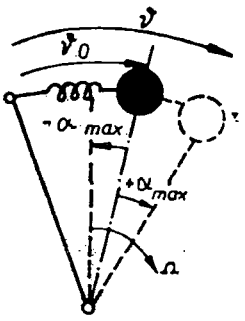


Fig. 5.41. Modelul mecanic al oscilațiilor mașinii sincrone.

Ecuația (5.68) indică faptul că mașina sincronă reprezintă un sistem oscilant, analog cu sistemul unor mase în rotație, supuse acțiunii unui resort (figura 5.41).

Pendulările libere se analizează prin intermediul ecuației (5.68) în care $\Delta M_{mec}=0$, iar pendulările forțate pentru $\Delta M_{mec}\neq 0$.

Frecvența pendulărilor libere este mică (1—2 Hz), amortizarea oscilațiilor avînd loc într-un timp relativ scurt. La funcționarea în regim de generator, pendulările libere nu produc perturbații. Perturbații pot interveni în regimul de motor, la mașini lipsite de înfășurări de amortizare, la sarcină redusă, rotorul motorului oscilînd într-un regim staționar pendular. Eliminarea oscilațiilor se face prin micșorarea excitației.

Pendulările forțate introduc oscilații mecanice și ale puterii electromagnetice importante, care perturbă funcționarea normală a rețelei electrice și a mașinii sincrone. Micșorarea lor se face prin alegerea potrivită a momentului de inerție al mașinii sincrone.

PROBLEME

5P.1. O mașină sincronă trifazată de 6,2 MVA este conectată la o rețea cu tensiunea de linie $U_{1n}=6{,}3$ kV și frecvența $f=50$ Hz. Mașina are conexiunea Y, $p=14$ poli, reactanța sincronă longitudinală $X_d=6{,}4\,\Omega$ iar cea transversală $X_q=4{,}3\,\Omega$.

Considerînd neglijabile pierderile în fier și în înfășurări, să se determine: a) valoarea unghiului de sarcină ϑ, dacă mașina debitează în rețea curentul nominal la $\cos\varphi_n=0{,}9$; b) unghiul intern maxim la care mai este asigurată stabilitatea statică; c) cuplul electromagnetic nominal și capacitatea de supraîncărcare.

Rezolvare: a) Din diagrama fazorială simplificată (fig. 5.19) rezultă: $X_q I_q = U\sin\vartheta$; $I_q = I\cos(\vartheta+\varphi)$; prin urmare: $\operatorname{tg}\vartheta=\dfrac{X_q I\cos\varphi}{U+X_q I\sin\varphi}=0{,}467$; $\vartheta_0=25{,}06°$ $\left(I=\dfrac{S_n}{\sqrt{3}\,U_{1n}}=568{,}187\text{ A}\right)$; b) Din relația $\dfrac{\partial M}{\partial\vartheta}=0$ se obține: $\cos\vartheta_m=-\dfrac{U_{eE}}{4U}\dfrac{X_q}{X_d-X_q}+$ $+\sqrt{\left(\dfrac{U_{eE}}{4U}\right)^2\left(\dfrac{X_q}{X_d-X_q}\right)^2+\dfrac{1}{2}}=0{,}253$; $\vartheta_m=75{,}33°$; c) Din figura 5.19, pentru $\vartheta=25{,}06°$ și $\psi=50{,}9°$ se obține: $U_{eE}=U\cos\vartheta+X_d I_d=6116{,}914$ V. Rezultă $M=248\,644{,}26$ Nm; $M_{max}=482\,677{,}73$ Nm; $k_M=1{,}94$.

5P.2. Un motor sincron trifazat cu poli plini de 200 kW are tensiunea nominală $U_{1n}=600$ V, $\cos\varphi=0{,}9$, reactanța sincronă $X_s=70\,\Omega$, conexiune Y. Se neglijează pierderile din mașină.

Să se determine unghiul de sarcină corespunzător încărcării nominale a motorului și capacitatea de supraîncărcare.

Rezolvare: $I=21{,}38$ A. Din diagrama fazorială a motorului sincron supraexcitat (fig. 5.33) rezultă: $U_{eE}\cos\vartheta=U+X_s I\sin\varphi$; $U_{eE}\sin\vartheta=X_s I\sin\varphi$; prin urmare: $\operatorname{tg}\vartheta=\dfrac{X_s I\cos\varphi}{U+X_s I\sin\varphi}=0{,}327$; $\vartheta=18{,}11°$; $k_M=\dfrac{1}{\sin\vartheta}=3{,}22$.

5P.3. Un motor sincron trifazat cu poli plini, cu datele: $P_n=50$ kW; $U_{1n}=380$ V; $f=50$ Hz; $p=2$; conexiune Y; $X_s=3{,}6\ \Omega$, funcționează la sarcina nominală cu $\cos\varphi=1$. Se neglijează pierderile care au loc în mașină.

Să se determine: *a*) curentul absorbit și cuplul electromagnetic dezvoltat de motor; *b*) curentul absorbit și t.e.m. polară U'_{eE}, dacă la același cuplu electromagnetic motorul funcționează cu $\cos\varphi'=0{,}9$ capacitiv.

Rezolvare: a) $I=75{,}75$ A; $\Omega=\frac{\omega}{p}=157{,}08$ rad/sec; $M=\frac{P_n}{\Omega}=318{,}31$ Nm; *b)* Deoarece cuplul electromagnetic, puterea absorbită din rețea și tensiunea de fază rămîn aceleași, rezultă $I'\cos\varphi=I$; $I'=84{,}17$ A. Conform 5P.2. se obține: $U'_{eE}=\sqrt{(U+X_sI'\sin\varphi')^2+(X_sI'\cos\varphi')^2}=445{,}37$ V.

Obs. Comparînd U'_{eE} cu $U_{eE}=\sqrt{U^2+X_s^2I^2}=350{,}379$ V, rezultă că, pentru a trece în regim capacitiv, este necesară supraexcitarea mașinii.

5P.4. Un motor sincron trifazat de 700 kW, cu 4 poli aparenți, alimentat de la o rețea de 6 000 V funcționează la sarcina nominală cu $\cos\varphi=0{,}8$.

Să se determine valoarea solenației de reacție a indusului, redusă la inductor, respectiv curentul de excitație echivalent reacției indusului, știind că mașina are următoarele date: conexiune Y; reactanța sincronă transversală $X_q=30\ \Omega$; $N_a=140$ spire ale fazei statorice; $N_E=258$ spire ale înfășurării de excitație; factorul de acoperire a tălpii polare $\alpha=0{,}54$; factorul de bobinaj $k_b=0{,}966$. Se neglijează pierderile din mașină.

Rezolvare: $I=84{,}197$ A; $\vartheta_0=21{,}75°$; $\psi=58{,}62°$; $\theta_a=2946{,}895$ A_s; $k_a=2\,609$; $k_{ad}=0{,}896$; $k_{aq}=0{,}382$; $\theta'_{a1d}=5882{,}08$ As; $\theta'_{a1q}=1373{,}635$ As; $I'_{Ed}=91{,}194$ A; $I'_{Eq}=23{,}72$ A; $I'_E=114{,}914$ A.

5P.5. Să se construiască diagrama fazorială a motorului sincron din problema precedentă, știind că $X_d=78{,}44\ \Omega$; $I_E=145{,}77$ A.

R: Vezi figura 5P.1.

5P.6. Un motor sincron cu 4 poli plini are următoarele date: $U_{1n}=6\,000$ V; $I_{1n}=84{,}2$ A; $\cos\varphi_n=0{,}8$; $N_E=258$ spire; $\theta_E=9402$ As; $\theta'_a=6040$ As.

Să se determine curba în V corespunzătoare puterii nominale; se neglijează pierderile din mașină.

R. Vezi figurile 5P.2 și 5P.3.

5P.7. Să se reprezinte diagrama fazorială a unui compensator sincron în ipoteza neglijării pierderilor care au loc în mașină.

R. $\vartheta=0$; $\psi=\varphi=\frac{\pi}{2}$.

5P.8. Motorul sincron din 5P.3. funcționează în gol.

Se cere: *a*) cuplul maxim cu care poate fi încărcat motorul, încît să fie încă stabil dinamic, (pentru cele două cazuri de excitare a mașinii); *b*) valoarea maximă a unghiului de sarcină.

Rezolvare: a) Încărcarea bruscă a unui motor sincron care merge în gol, este prezentată în figura 5P.5. Din egalitatea ariilor hașurate: $\int_0^{\vartheta_B}(M_B-M)\,d\vartheta=\int_{\vartheta_B}^{\vartheta_c}(M_c-M)\,d\vartheta$, cu: $M=\frac{mp}{\omega}\frac{UU_{eE}}{X_s}\sin\vartheta$; $\vartheta_c=\pi-\vartheta_B$; $M_B=M_c=\frac{mp}{\omega}\frac{UU_{eE}}{X_s}\sin\vartheta_B$, se obține $\int_0^{\pi-\vartheta_B}(\sin\vartheta_B-\sin\vartheta)\,d\vartheta=0$ sau $\pi-\vartheta_B=\operatorname{ctg}\frac{\vartheta_B}{2}$; $\vartheta_B=46{,}45°$; *b*). Corespunzător

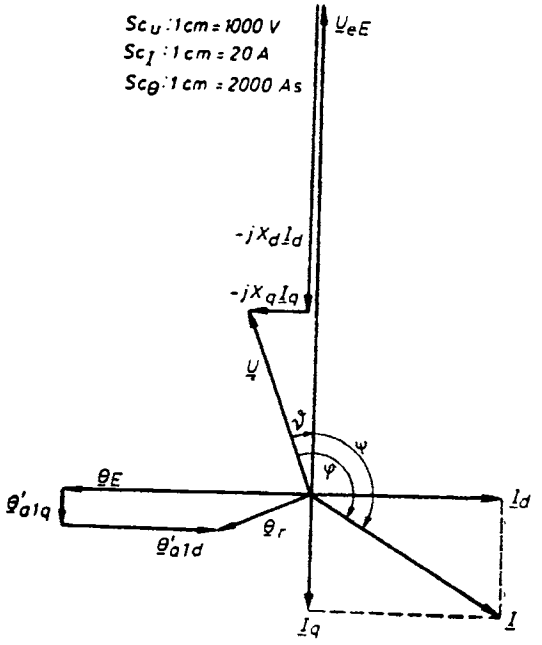


Fig. 5P.1.

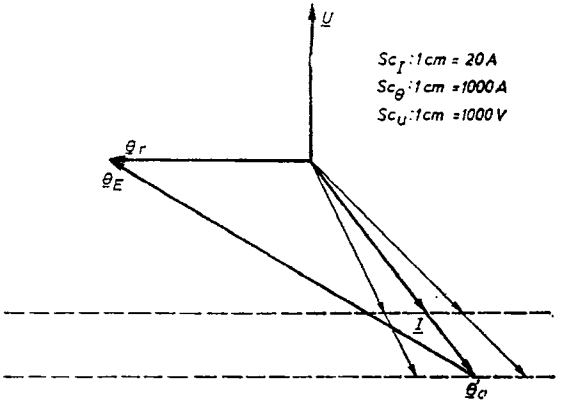


Fig. 5P.2.

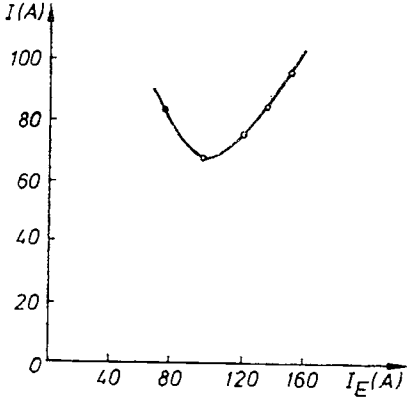


Fig. 5P.3.

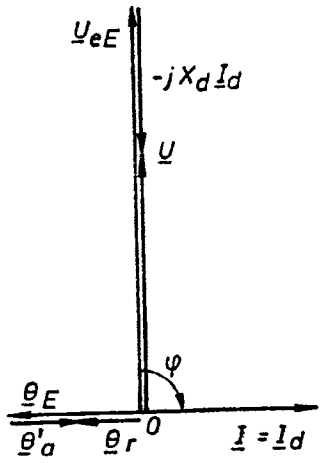


Fig. 5P.4.

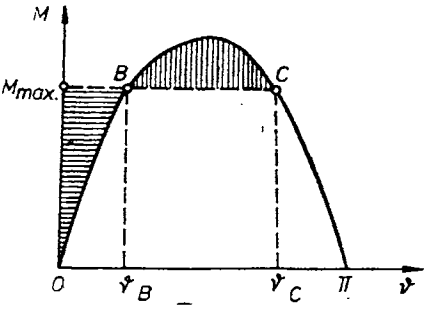


Fig. 5P.5.

celor 2 cazuri de excitare a motorului, rezultă M_{max}=408,94 Nm (pentru cos φ=1 ; U_{eE}=350,379 V), respectiv M'_{max}=519,8 Nm (pentru cos φ=0,9 ; U'_{eE}=445,37 V).

Obs. : stabilitatea dinamică crește prin supraexcitarea mașinii.

5P.9. Din încercarea de mers în gol, scurtcircuit trifazat, bifazat și monofazat, a unui generator sincron trifazat, s-au determinat, la același curent de excitație, următoarele mărimi : t.e.m. polară U_{eE}=4 650 V, curentul de scurtcircuit trifazat I_{sc3}=58 A, respectiv bifazat I_{sc_2}=94 A și monofazat I_{sc_1}=159 A.

Să se calculeze valorile reactanțelor de succesiune directă, inversă și homopolară, neglijînd pierderile în fier și cupru.

R. X_d=80,172 Ω ; X_2=5,15 Ω ; X_0=2,055 Ω ; $X_d : X_2 : X_0$=1 : 0,069 : 0,026.

5P.10. Generatorul din problema precedentă funcționează în gol în momentul apariției unui scurtcircuit pe o singură fază, la bornele statorului, (X''_d=8 Ω).

Să se determine valoarea maximă a curentului de șoc, în ipoteza că scurtcircuitul se produce în condițiile cele mai defavorabile.

R. Scurtcircuitul se produce în momentul cînd faza respectivă este străbătută de fluxul inductor maxim : $I_{sc1\ max}$=2281,459 A.

6.

ELEMENTE DE MAŞINI ELECTRICE SPECIALE

6.1. CONSIDERAŢII INTRODUCTIVE

Maşinile electrice speciale cuprind în sfera lor maşinile electrice diferite ca *principiu de funcţionare sau construcţie,* faţă de maşinile electrice clasice, prezentate în paragrafele anterioare.

Din cauza diversificării şi tipurilor multiple ale maşinilor electrice speciale, o clasificare a lor este dificilă. Singurul criteriu acceptabil este cel al domeniului lor de utilizare, care permite o comparare directă a diverselor soluţii. Există astfel :

1) maşini electrice speciale pentru diferite acţionări electrice ;
2) maşini electrice speciale pentru sisteme de reglare automată ;
3) maşini electrice speciale pentru prelucrări deosebite ale metalelor ;
4) maşini electrice speciale pentru instalaţiile auxiliare sau propulsarea autovehiculelor ;
5) maşini electrice speciale pentru laboratoare şi platforme de încercări ;
6) maşini electrice magnetohidrodinamice (pompe electromagnetice pentru metale lichide şi generatoare magnetohidrodinamice).

În paragrafele acestui capitol se prezintă selectiv, cele mai des utilizate maşini electrice speciale în diversele aplicaţii industriale.

6.2. MAŞINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE

Maşinile electrice amplificatoare, denumite şi *amplificatoare rotative,* sînt maşini de curent continuu speciale utilizate în scopul amplificării unor semnale în curent continuu de foarte mică putere în comparaţie cu puterea electrică dezvoltată. Aceste maşini electrice funcţionează deci în regimul de generator.

Amplificatoarele rotative se folosesc în scopul reglajului tensiunii sau al curentului unui generator electric, al vitezei de rotaţie sau al cuplului unui motor electric sau al poziţiei unui element dintr-un dispozitiv electromecanic.

Structura unei maşini amplificatoare constă din următoarele elemente (fig. 6.1.) :

— circuitul de intrare al semnalului electric (*A*) ;
— convertizorul mecanoelectric (*B*) ;
— circuitele de control şi reacţie (*C*).

Mașinile electrice amplificatoare se caracterizează prin *factorul de amplificare în putere* k_p care reprezintă raportul dintre puterea electrică debitată și puterea electrică de comandă și *constanta de timp T*, care definește viteza de răspuns a mașinii la excitația primită prin semnalul de comandă. Sinteza performanțelor se poate defini prin *factorul de amplificare dinamic* k_D, care este raportul dintre factorul de amplificare și constanta de timp.

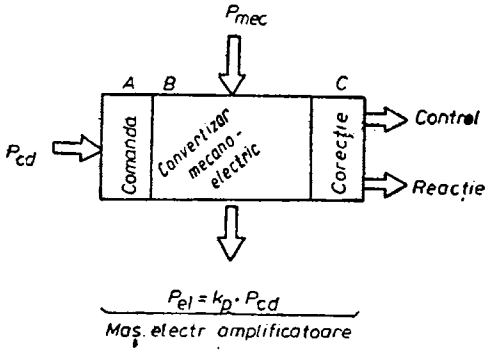


Fig. 6.1. Structura generală a mașinilor electrice amplificatoare.

În practica industrială se folosesc în mod deosebit diverse tipuri de mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal (MEAT).

Aceste mașini sînt realizate astfel încît au două perechi de perii pentru fiecare pereche de poli. Periile din axa polilor inductori le numim perii longitudinale iar periile din axa neutră le numim perii transversale (fig. 6.2).

Principiul de funcționare al MEAT se bazează pe existența fluxului transversal produs de curentul I_t. La rotirea rotorului în acest cîmp magnetic, la mersul în gol se induce la periile longitudinale tensiunea U_{e0l}. Conectînd o sarcină la periile longitudinale, se va genera curentul longitudinal I_l, care produce fluxul longitudinal Φ_l. Pe circuitul magnetic statoric se plasează înfășurările de excitație, care au un rol de comandă și reglare.

MEAT se construiesc în două variante : compensate (fig. 6.3, *b*) sau necompensate (fig. 6.3, *a*). Cele două variante constructive se deosebesc funcțional prin forma diferită a caracteristicilor exterioare, $U(I)$. Considerînd cazul unei mașini compensate (fig. 6.3, *b*), obținem, în sarcină, următoarele relații :

$$U_{et} = U_{et0} - k_l I_l + k \cdot k_l I_l, \qquad (6.1)$$

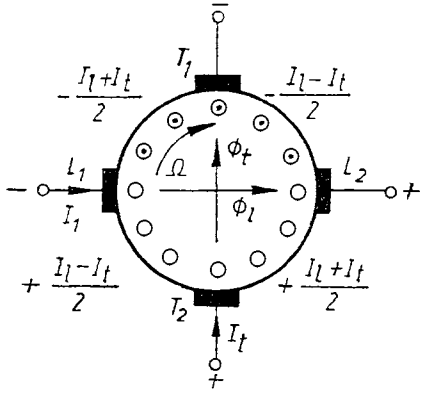


Fig. 6.2. Principiul mașinilor electrice cu cîmp transversal.

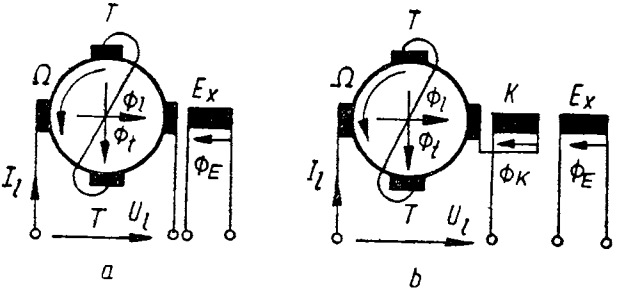


Fig. 6.3. Variantele MEAT :
a — fără înfășurare de compensare; *b* — cu înfășurare de compensare.

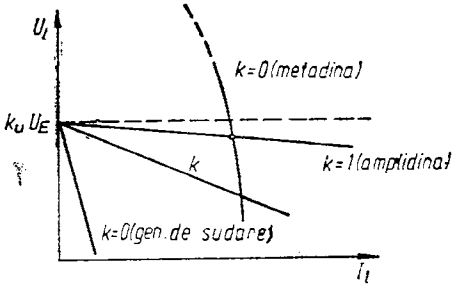


Fig. 6.4. Caracteristicile exterioare ale mașinilor electrice cu cîmp transversal.

unde

$$U_{et0}=k_E I_E,\ U_{et1}=k_1 I_1,\ U_{etk}=k\,k_1 I_1,$$

iar k este *coeficientul gradului de compensare.*

Din rel. (6.1) rezultă (cu $U_{et}=I_t R_t$)

$$I_t=\frac{k_E I_E}{R_T}-(1-k)\frac{k_1}{R_T}I_1. \tag{6.2}$$

Tensiunea la bornele longitudinale rezultă

$$U_t=k_t I_t-R_t I_t=k_u U_E-\left[(1-k)\frac{k_1 k_t}{R_t}+R_t\right]I_1, \tag{6.3}$$

unde $k_u=k_t k_E/R_t R_E$ este *factorul de amplificare în tensiune.*

Se construiesc două tipuri de MEAT *compensate* ($k=1$) purtînd denumirea de *amplidină* și *necompensate* ($k=0$), cunoscute sub denumirea de *metadină.*

În cazul amplidinei relația (6.3) devine

$$U_t=k_u U_E-R_t I_t, \tag{6.4}$$

iar în cazul metadinei

$$U_t=k_u U_E-\left(\frac{k_1 k_t}{R_t}+R_t\right)I_1. \tag{6.5}$$

Amplidina se utilizează drept generator amplificator iar metadina ca generator de curent constant. Caracteristicile lor sînt redate în figura 6.4.

Pentru a obține un factor de amplificare ridicat, la MEAT sînt îndeplinite următoarele condiții :

— solenația înfășurării de comandă este redusă, ceea ce se realizează printr-un întrefier mic și saturație redusă a circuitului magnetic ;

— valori mărite ale pasului polar și ale lungimii mașinii ;

— solicitări electrice ridicate ale indusului ;

— viteză de rotație mare.

6.2.1. AMPLIDINA

Amplidina prezintă un factor de amplificare în putere ridicat (1 000—10 000 și uneori mai mare) și constante de timp reduse. Amplidina este cea mai răspîndită mașină electrică amplificatoare, avînd ca-

racteristici statice și dinamice superioare față de alte tipuri de mașini electrice amplificatoare.

Amplidinele se construiesc în două variante : cu poli proeminenți (fig. 6.5) sau cu poli plini (fig. 6.6). În ambele variante se prevăd poli auxiliari pentru îmbunătățirea comutației.

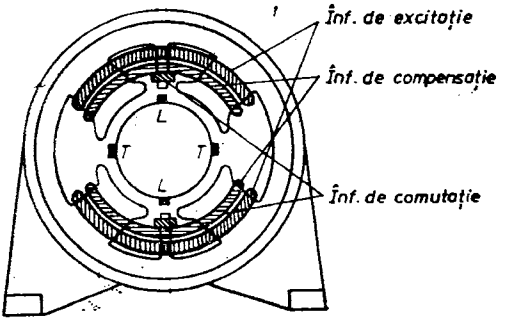


Fig. 6.5. Amplidină cu poli proeminenți.

O amplidină are un minim de două înfășurări de comandă (excitație). Indusul este identic cu cel al unei mașini de curent continuu avînd același număr de poli ca și statorul.

Dimensionarea mecanică a portperiilor trebuie să asigure o poziție neschimbată a periilor în orice condiții. Din aceste motive, sensul de rotație al unei amplidine este fixat de constructor și indicat printr-o săgeată pe scutul mașinii.

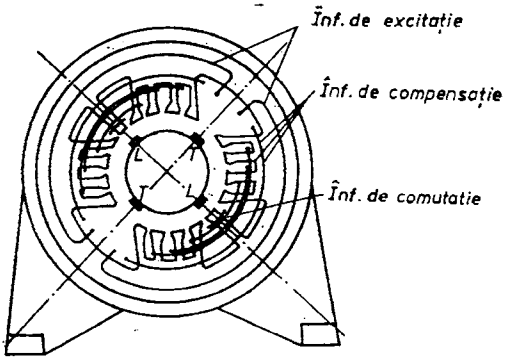


Fig. 6.6. Amplidină cu poli plini.

În funcționarea amplidinei o importanță deosebită o are starea magnetică anterioară, deoarece datorită fenomenului de histerezis se produce o dependență neunivocă între mărimea de ieșire (U_I) și mărimea de intrare (I_E). Efectul fenomenului de histerezis se poate reduce prin utilizarea în primul rînd a unui miez feromagnetic realizat din tole de calitate superioară. În al doilea rînd se pot utiliza mijloace exterioare de corectare [2].

Utilizarea amplidinei în sistemele de reglare automată impune cunoașterea așa-numitei *funcții de transfer*, care reprezintă raportul dintre transformata Laplace $L(\varepsilon)$ a funcției de timp $\varepsilon(t)$, care constituie mărimea de ieșire și transformata Laplace $L(\eta)$ a funcției de timp $\eta(t)$, care constituie mărimea de ieșire a sistemului :

$$H(p) = \frac{L(\varepsilon)}{L(\eta)}, \tag{6.6}$$

unde

$$L(\varepsilon) = \int_0^\infty \varepsilon(t)\, e^{-pt}\, dt \quad \text{și} \quad L(\eta) = \int_0^\infty \eta(t)\, e^{-pt}\, dt. \tag{6.7}$$

Se demonstrează [2] că forma simplificată a funcției de transfer are expresia :

$$H(p) = \frac{U_{10}}{U_E} = \frac{k_u}{(1+pT_E)(1+pT_I)}, \tag{6.8}$$

unde T_E și T_t sînt constantele de timp ale circuitului de excitație (comandă) și ale celui transversal.

Folosirea amplidinei în sistemele de reglare automată prezintă următoarele caracteristici :

— realizarea unor unități cu puteri de ieșire ridicată (sute de waţi pînă la zeci de kilowaţi) ;

— timp scurt de intrare în funcțiune ;

— sensibilitate redusă la variațiile bruște ale tensiunii de alimentare ;

— construcție robustă și cheltuieli de întreținere mici.

6.3. TAHOGENERATOARE

Tahogeneratoarele sînt mașini electrice speciale, utilizate în instalații automate, a căror tensiune de ieșire, care reprezintă semnalele de control sau de comandă, este proporțională cu viteza lor instantanee de rotație, care reprezintă semnalul de intrare.

Tahogeneratoarele se utilizează în vederea îmbunătățirii caracteristicilor statice și dinamice ale sistemelor de reglare automată. Tahogeneratoarele sînt cuplate rigid cu arborele motorului sau organului de execuție și funcționează în regim de generator.

Caracteristica tensiune-turație este dată pentru un tahogenerator ideal de relația

$$U_e = k\Omega = k\frac{d\theta}{dt}, \tag{6.9}$$

considerînd fluxul magnetic constant, unde Ω este viteza de rotație unghiulară a arborelui, egală cu prima derivată a unghiului de rotație.

Față de funcționarea în gol, la mersul în sarcină se produce o modificare a fluxului magnetic, care induce tensiunea electromotoare U_e, datorită căderilor de tensiune și a reacției electromagnetice. Drept urmare coeficientul k încetează de a mai fi constant și caracteristica tensiune-viteză nu mai este liniară (diferă de cea evidențiată de relația (6.9)). Aceste fenomene sînt mai accentuate cu cît impedanța sarcinii exterioare este mai mică, viteza de rotație mai ridicată, variația rezistenței bobinajelor cu temperatura mai mare, contactele mecanice (perie-colector sau — inele) mai imperfecte și cu cît curentul debitat de tahogenerator este mai mare.

Aceste fenomene nedorite se înlătură printr-o proiectare și realizare tehnologică deosebită, deoarece erorile admise în sistemele de reglare automate sînt sub 2% și în unele cazuri se cer valori sub 0,1%.

După principiul de funcționare există trei tipuri de tahogeneratoare : *sincrone, asincrone* și *de curent continuu.*

6.3.1. TAHOGENERATOARE SINCRONE

Cele mai simple tipuri constructive de tahogeneratoare le reprezintă tahogeneratoarele sincrone. Ele sînt realizate dintr-un stator, confecționat din tole electrotehnice, prevăzut cu crestături în care este plasată o înfășurare monofazată. Rotorul este multipolar și confecționat din magnet

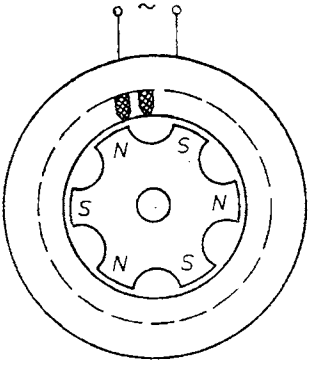


Fig. 6.7. Tahogenerator sincron cu rotorul confecționat din magneți permanenți.

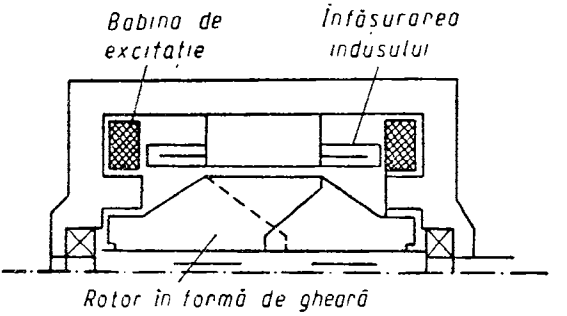


Fig. 6.8. Tahogenerator sincron cu rotorul tip gheară.

permanent (fig. 6.7). S-au mai realizat și tahogeneratoare cu rotorul tip „gheară", permițînd o excitație fără contacte (fig. 6.8), curentul de excitație fiind furnizat de la o sursă de curent continuu.

Tensiunea indusă este direct proporțională cu turația mașinii, conform legii inducției electromagnetice. În sarcină au loc abateri importante de la liniaritate, cauzate de faptul că nu numai amplitudinea, frecvența și curentul ci și reactanțele proprii și ale circuitului receptor sînt proporționale cu viteza unghiulară.

Pentru aceste motive, utilizarea tahogeneratoarelor sincrone în instalațiile automate nu este posibilă, ele folosindu-se doar ca instrumente indicatoare.

6.3.2. TAHOGENERATOARE ASINCRONE

În instalațiile cu reglare automată tahogeneratoarele sînt de tipul asincron caracterizîndu-se prin independența frecvenței tensiunii de ieșire de viteza de rotație a rotorului și prin erori de amplitudine și fază foarte reduse.

Pe stator sînt dispuse două înfășurări în cuadratură (fig. 6.9). Înfășurarea de comandă este conectată la rețeaua de tensiune alternativă, iar înfășurarea a doua, de ieșire, este conectată la circuitul receptor. Rotorul tahogeneratorului este sub formă de pahar, realizat din bronz fosforos.

În cazul unei viteze nule, în înfășurarea de ieșire nu se induce nici o tensiune.

În cazul cînd rotorul se rotește cu o viteză unghiulară dată Ω, în înfășurarea de ieșire se induce o tensiune proporțională cu această viteză

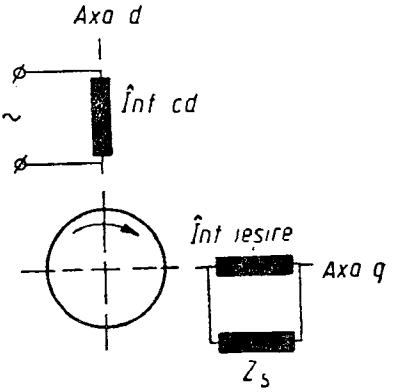


Fig. 6.9. Schema unui tahogenerator asincron.

de rotație. Această tensiune este cauzată de fluxul curenților rotorici, produși de o tensiune electromotoare de rotație, avînd axa magnetică a solenației rezultante orientată în sensul axei înfășurării de excitație. Frecvența acestei tensiuni este constantă și egală cu cea a rețelei de alimentare.

Tahogeneratorul asincron prezintă o precizie ridicată, micșorarea erorilor efectuîndu-se prin alegerea receptoarelor cu impedanță mare de intrare, șuntarea bornelor tahogeneratorului cu un condensator în vederea obținerii unei sarcini cu caracter ohmic-capacitiv, mărirea rezistenței materialului rotorului, utilizarea unei frecvențe mărite (400 Hz).

6.3.3. TAHOGENERATOARE DE CURENT CONTINUU

Utilizarea generatoarelor de c.c. în regim de tahogeneratoare se datorează absenței erorilor de fază și faptului că tensiunea de ieșire nu depinde de caracterul sarcinii. Datorită colectorului sînt mai scumpe, necesită filtre de deparazitare și uneori amplificatoare electronice de c.c.

Tensiunea la borne, în sarcină, este dependentă de turația mașinii, curentul de sarcină și căderea de tensiune la perii. Datorită acestor fenomene caracteristica tahogeneratorului de c.c. se abate de la liniaritate și în zona turațiilor mici are o zonă de instabilitate. Reducerea erorilor se realizează prin : utilizarea periilor metalice avînd la bază argint, realizarea colectoarelor disc cu plăcuțe radiale, din oțel inoxidabil.

Pentru a nu se modifica fluxul de excitație, circuitul feromagnetic este saturat, cu posibilități de corectare a fluxului prin șunturi magnetice.

6.4. SERVOMOTOARE

Servomotoarele se utilizează în sistemele de reglare automată ca elemente de execuție. Ele sînt destinate să transforme semnalul electric primit de la un ansamblu traductor-amplificator, sub forma unei tensiuni de comandă, într-o rotație a arborelui sub un anumit unghi. La arborele servomotorului este cuplat mecanismul care necesită operația comandată.

Noțiunea de servomotoare se referă la motoare electrice cu puteri mai mici de 1 kW și care sînt susceptibile la reglajul turației.

În sistemele de reglaje automate se utilizează servomotoare asincrone și de curent continuu. Printr-o construcție modificată și o schemă electrică deosebită, motoarele sincrone pot, în unele instalații electromecanice, îndeplini rolul de servomotoare. Acest tip de mașini sincrone este cunoscut sub denumirea de *motoare electrice pas cu pas* și va fi tratat în paragraful următor.

Servomotoarele trebuie să îndeplinească unele condiții speciale și anume :

— reglarea vitezei în limite largi și cu ajutorul unei scheme de reglaj relativ simple ;

— caracteristici de reglare și mecanice liniare ;

— stabilitate și siguranță a funcționării pentru întreaga gamă de viteze ;

— absența autopornirii ;

— cuplu de pornire de valori mari ;

— capacitate de supraîncărcare ridicată ;
— putere de comandă mică ;
— viteză de răspuns mare ;
— gabarit și greutate specifică mici.

6.4.1. SERVOMOTOARE ASINCRONE

Servomotoarele asincrone au un stator cu bobinaj bifazat, rotorul fiind realizat sub forma obișnuită a unei colivii de aluminiu, sau în tip de pahar din aluminiu sau material feromagnetic, avînd *rezistența mărită.*

Primul tip, cu rotorul în colivie, se utilizează la puteri mai mari (50—200 W), iar ultimele două modele la puteri reduse, de ordinul waților.

Principalele lor dezavantaje le constituie gabaritul și greutatea specifică relativ mari (de 2—4 ori mai mari decît la motoarele asincrone de aceeași putere). De asemenea, factorul de putere și randamentul au valori scăzute. În vederea micșorării gabaritului, servomotoarele asincrone bifazate sînt alimentate de la o sursă de 400 . . . 500 Hz.

Pentru îmbunătățirea performanțelor servomotoarelor asincrone, acestea se pot prevedea cu sisteme de amortizare electromagnetice cu magneți permanenți sau cu excitație în curent alternativ (fig. 6.10, *a, b*).

La puteri reduse se utilizează rotorul sub formă de pahar din aluminiu. Pentru închiderea liniilor de cîmp magnetic, în interiorul rotorului se plasează un al doilea stator, nebobinat (fig. 6.11). Acest tip de servomotor posedă un moment de inerție foarte mic, cu o constantă de timp electromagnetică mult mai redusă decît cea a servomotorului cu rotorul în colivie. Datorită întrefierului relativ mare (0,5—1,5 mm), factorul de putere este foarte coborît.

Principiul de funcționare al servomotorului asincron bifazat se bazează pe existența unui cîmp magnetic eliptic sau aproape circular, în cazul alimentării simultane a înfășurărilor de excitație și de comandă (fig. 6.12). Întrucît pentru pornirea motorului este necesar un defazaj în timp al curenților din cele două bobine statorice, în înfășurarea de excitație se poate introduce un condensator (fig. 6.13).

Cînd înfășurarea de comandă nu primește semnal, deci nu este alimentată, servomotorul intră în regim de frînă, fiind adus la turație nulă și blocat. Caracteristicile mecanice de funcționare, corespunzătoare celor două situații sînt redate în figura 6.14. Din analiza caracteristicilor mecanice se observă faptul că rezistența rotorului are o astfel de valoare încît alunecarea critică este supraunitară ($s_k > 1$). În acest fel se asigură funcționarea stabilă a mașinii la orice viteză cuprinsă între zero și viteza nominală precum și blocarea rotorului în cazul lipsei semnalului de comandă, adică absența autopornirii.

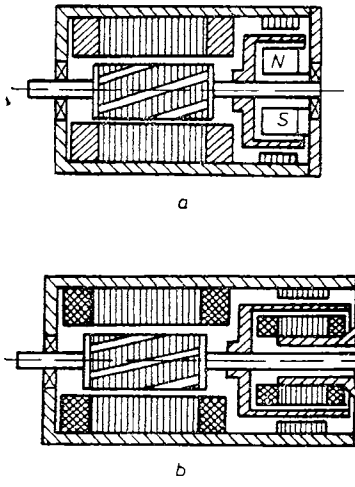


Fig. 6.10. Servomotor asincron bifazat cu sistem de amortizare :
a — cu magnet permanent; *b* — cu excitație în curent alternativ.

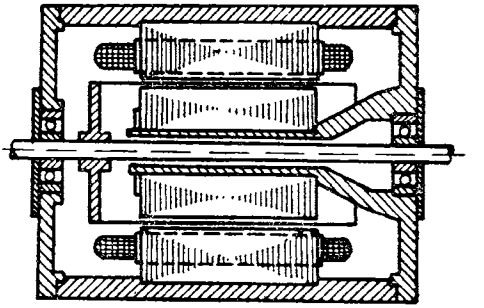


Fig. 6.11. Servomotor asincron cu rotorul neferomagnetic, în formă de pahar.

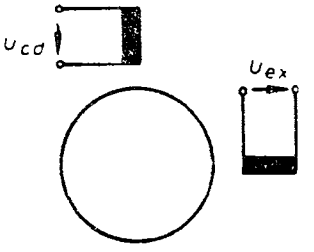


Fig. 6.12. Schema unui motor bifazat.

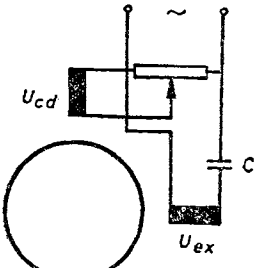


Fig. 6.13. Schema unui motor asincron bifazat cu condensator.

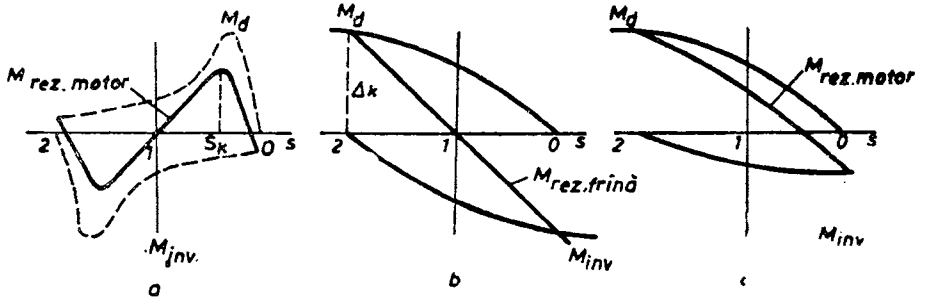


Fig. 6.14. Caracteristicile mecanice ale servomotorului asincron bifazat :
a — motor asincron monofazat cu rezistență rotorică normală ($s_k < 1$); *b* — servomotor asincron cu înfășurare de comandă nealimentată ($s_k > 1$); *c* — servomotor asincron cu înfășurare de comandă alimentată.

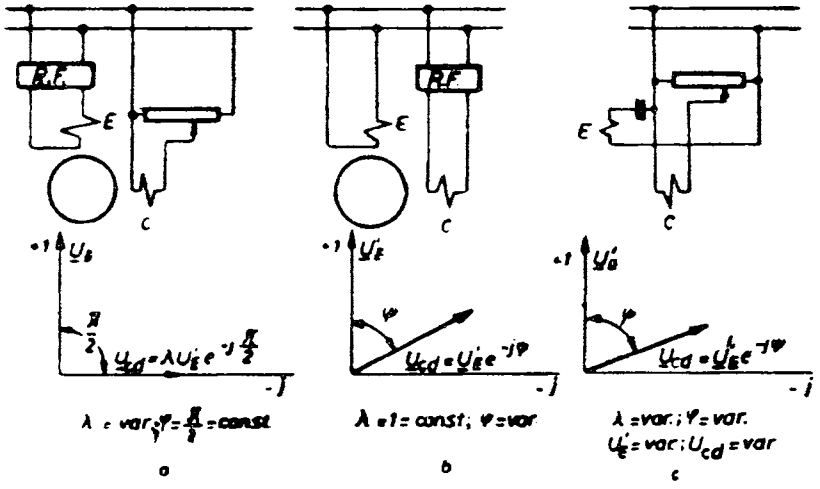


Fig. 6.15. Scheme de conexiuni pentru servomotoarele asincrone bifazate : *a* — cu reglajul în amplitudine; *b* — cu reglajul de fază; *c* — cu reglajul mixt.

Reglarea vitezei de rotație a servomotorului asincron se poate realiza prin trei metode (fig. 6.15) :

— reglarea de amplitudine, prin care variația vitezei de rotație se produce prin modificarea amplitudinii tensiunii de comandă, defazajul față de tensiunea de excitație rămînînd constant, apropiat de 90° ;

— reglarea de fază, prin care variația vitezei de rotație se produce prin modificarea defazajului tensiunii de comandă față de tensiunea de excitație, menținîndu-se constante amplitudinile celor două tensiuni ;

— reglarea mixtă, de amplitudine și de fază, prin care se modifică concomitent atît amplitudinea tensiunii de comandă cît și defazajul ei față de tensiunea de excitație.

Între tensiunile de excitație și de comandă există următoarea relație :

$$\underline{U}_{cd}=\lambda \cdot \underline{U}'_E \cdot e^{j\psi}, \tag{6.10}$$

unde $\underline{U}'_E = k_E \cdot \underline{U}_E$, adică tensiunea de excitație raportată la înfășurarea de comandă ;

$$k_E = \frac{N_{cd} \cdot k_{b,\,cd}}{N_E \cdot k_{b,\,E}}, \tag{6.11}$$

N_{cd} și N_E fiind numărul de spire al înfășurării de comandă respectiv de excitație, iar $k_{b,\,cd}$ și $k_{b,\,E}$ factorii de bobinaj ;

λ — *coeficientul de semnal,* adică valoarea raportului între tensiunea de comandă și cea de excitație ;

ψ — unghiul de defazaj între tensiunea de comandă și cea de reglare.

Analiza teoretică a servomotorului asincron bifazat este bazată pe calcule asemănătoare cu cele de la mașina asincronă normală, cu singura deosebire că la bornele celor două înfășurări statorice se aplică un sistem nesimetric de tensiuni alternative, care produce solenații nesimetrice. Sistemul de solenații nesimetrice se poate descompune în două sisteme : unul direct și unul invers. Se demonstrează că expresia simplificată (cu

neglijarea căderilor de tensiune din stator) a cuplului electromagnetic rezultant este, în unități relative :

$$m = \lambda \cdot \sin \psi - \frac{1+\lambda^2}{2} \nu, \tag{6.12}$$

unde $\nu = \frac{n}{n_s} = \frac{\Omega \cdot p}{\omega}$, λ fiind coeficientul de semnal.

Unitatea de cuplu este cuplul de scurtcircuit, la $\nu = 0$:

$$M = \frac{2U_E^2}{k_R^2 R} \Omega \tag{6.13}$$

unde

$$k_R = \frac{N_E k_{bE}}{N_R k_{ba}}, \tag{6.14}$$

N_R fiind numărul de spire al înfășurării rotorice echivalente coliviei, k_{bR} — factorul de înfășurare, iar R — rezistența rotorică. Valorile maxime ale cuplului se obțin pentru $\lambda = 1$ și $\psi = 90°$.

Caracteristicile mecanice și de reglaj reale ale servomotorului asincron sînt redate în figurile 6.16 și 6.17.

În utilizările practice ale servomotoarelor asincrone se urmărește realizarea unei scheme cît mai simple și totuși care să răspundă cerințelor sistemelor de reglare automată. Aceasta se poate realiza prin utilizarea schemei din figura 6.13 în care ambele înfășurări sînt alimentate de la aceeași tensiune, una printr-un potențiometru reglabil, iar a doua înseriată printr-un condensator. Analiza detaliată a celor trei tipuri prezentate (reglajul prin amplitudine, reglajul prin defazaj sau utilizarea unui condensator și reglaj prin amplitudine) relevă parametrii funcționali superiori pentru ultimul caz.

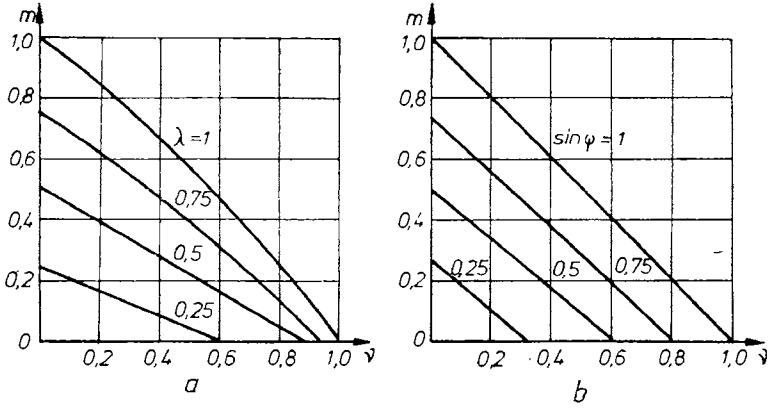


Fig. 6.16. Caracteristicile mecanice ale servomotorului asincron bifazat : *a* — pentru comanda în amplitudine; *b* — pentru comanda în fază.

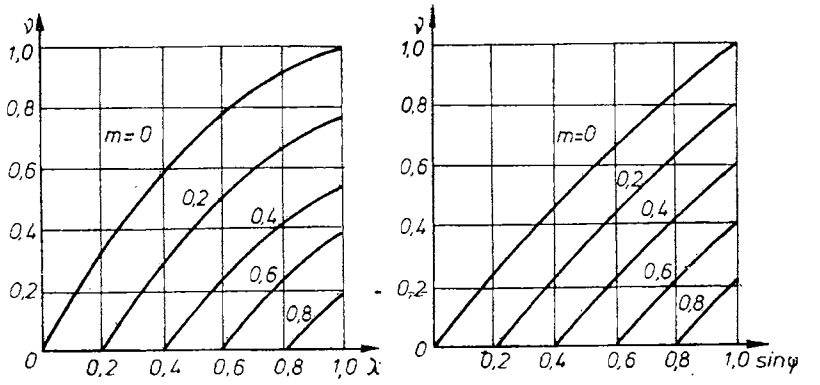


Fig. 6.17. Caracteristicile de reglaj ale servomotorului asincron bifazat : *a* — pentru comanda în amplitudine; *b* — pentru comanda în fază.

6.4.2. SERVOMOTOARE DE CURENT CONTINUU

Servomotoarele de c.c. prezintă următoarele caracteristici : reglarea vitezei în limite foarte largi și cu ajutorul unei scheme de reglaj relativ simple, caracteristici de reglare și mecanice liniare în cazul comenzii prin indus, cuplul de pornire ridicat, capacitatea de supraîncărcare ridicată, gabarit și greutate specifică mică, constantă electromecanică de timp redusă, absența autopornirii.

Utilizarea lor este în schimb îngrădită de prezența colectorului.

Constructiv servomotoarele de curent continuu sînt formate din aceleași elemente ca și mașinile de curent continuu. Unele servomotoare au o excitație formată din magneți permanenți. Pe lîngă construcțiile obișnuite, în ultimii ani, o răspîndire tot mai largă o au servomotoarele cu întrefier axial (§ 6.4.2.1).

Reglajul vitezei de rotație se face prin variația tensiunii indusului sau prin variația curentului de excitație.

a. *Reglajul prin indus.* În acest caz curentul de excitație este constant, excitația putînd fi realizată cu magneți permanenți. Schema electrică este redată în figura 6.18. Din capitolul 2 se cunosc relațiile care descriu funcționarea unui motor de curent continuu cu excitație separată. Avem astfel :

$$U_E = R_E \cdot I_E$$

$$U = R_A \cdot I_A + C \cdot \omega \cdot U_E \qquad (6.15)$$

$$M = C \cdot U_E \cdot I_A$$

C fiind o constantă.

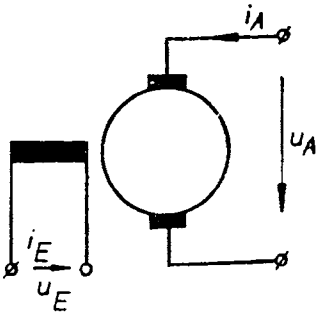


Fig. 6.18. Schema electrică a servomotorului de c.c. cu excitație independentă.

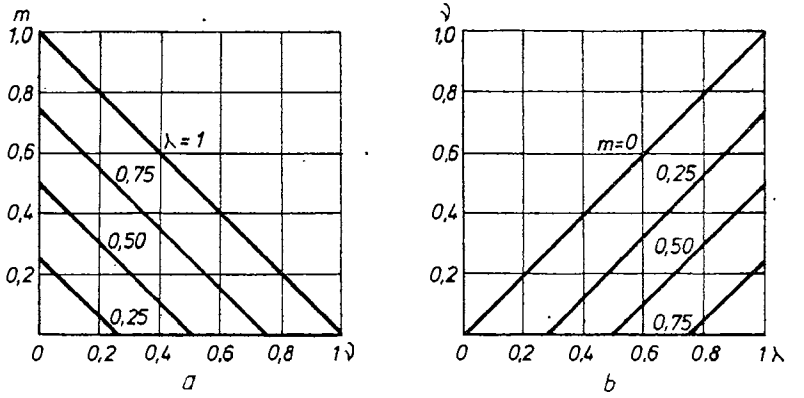


Fig. 6.19. Caracteristicile servomotorului de c.c. cu reglajul prin indus:
a — caracteristicile mecanice; *b* — caracteristicile de reglaj.

Introducînd mărimile relative λ, ν şi m unde

— $\lambda = \frac{U_A}{U_E}$, este denumit *coeficientul de semnal,*

— $\nu = \frac{\Omega}{\Omega_0}$, cu Ω_0 viteza unghiulară de mers în gol ($\omega_0 = p\,\Omega_0$)

— $m = \frac{M}{M_{sc}}$, cu $M_{sc} = C\,\frac{U_A}{R_A}$ pentru $\lambda = 1$, cuplul de scurtcircuit, se obţine din relaţiile (6.15) în unităţi relative, ecuaţia caracteristicii mecanice şi ecuaţia caracteristicii de reglaj:

$$m = \lambda - \nu \tag{6.16}$$

$$\nu = \lambda - m \tag{6.17}$$

Familiile de curbe exprimate prin relaţiile (6.16) şi (6.17) sînt redate în figurile 6.19, *a* şi *b*. Practic caracteristicile se abat uşor de la liniaritate datorită influenţei reacţiei indusului, efectului comutaţiei şi neliniarităţii rezistenţei contactului perie-colector.

O caracteristică importantă o reprezintă curba de variaţie a puterii în funcţie de turaţie (fig. 6.20).

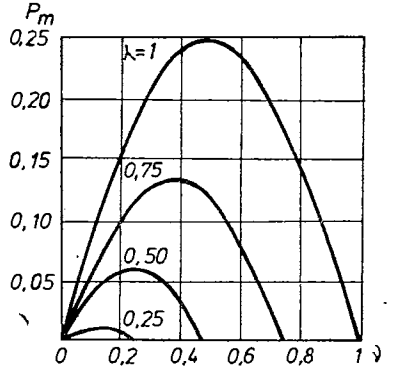


Fig. 6.20. Curbele de variaţie ale puterii mecanice la servomotorul de c.c. comandat în indus.

Puterea mecanică rezultă din

$$P_m = P_A - I_A^2 R_A. \tag{6.18}$$

Din (6.15) se deduce curentul de comandă, utilizînd mărimile relative,

$$I_A = \frac{U_E}{R_A}(\lambda - \nu). \tag{6.19}$$

Obținem astfel în final

$$P_m = \frac{U_E^2}{R_A}(\lambda\nu - \nu^2), \tag{6.20}$$

care în unități relative devine

$$p_m = \lambda\nu - \nu^2. \tag{6.21}$$

Puterea maximă, $p_{m\ max} = \frac{1}{4}\lambda^2$ se obține pentru turația relativă egală cu jumătatea valorii coeficientului de semnal, $\nu = \frac{1}{2}\lambda$.

b. *Reglajul prin excitație.* Acest procedeu, cu toate că necesită o putere de comandă mai mică decît reglajul prin indus, este mai puțin utilizat deoarece prezintă caracteristici de reglaj neliniare. Metoda se caracterizează prin tensiunea indusului constantă, $U_A = \text{const}$. Coeficientul de reglaj se definește prin raportul

$$\lambda = \frac{U_E}{U_A}. \tag{6.22}$$

În mod identic cu deducțiile anterioare se obține pentru caracteristica mecanică, în unități relative, expresia :

$$m = \lambda - \nu\lambda^2 \tag{6.23}$$

și pentru caracteristica de reglaj

$$\nu = \frac{\lambda - m}{\lambda^2}. \tag{6.24}$$

Puterea mecanică globală se calculează ca și în cazul anterior, obținîndu-se :

$$p_m = \lambda\nu - \nu^2\lambda^2. \tag{6.25}$$

În relațiile (6.23) și (6.25) cuplul și puterea de referință sînt date de expresiile $M_{ref} = C\lambda U_A I_A$, $P_{ref} = U_A^2/R_A$.

În figurile 6.21, 6.22 și 6.23 sînt redate familiile de curbe ale acestor caracteristici.

Analizînd ansamblul caracteristicilor celor două tipuri de reglaje, se remarcă faptul că reglajul prin indus este mai favorabil deoarece prezintă caracteristici liniare. Din acest motiv se utilizează din ce în ce mai frecvent servomotoare de curent continuu cu excitație prin magnet permanent.

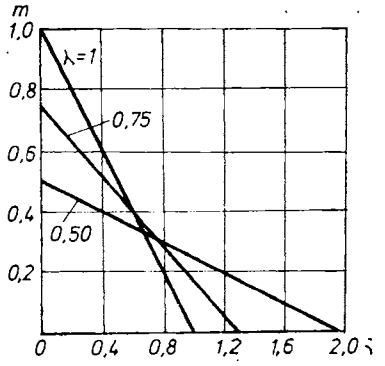


Fig. 6.21. Caracteristicile mecanice ale servomotorului cu reglajul prin excitație.

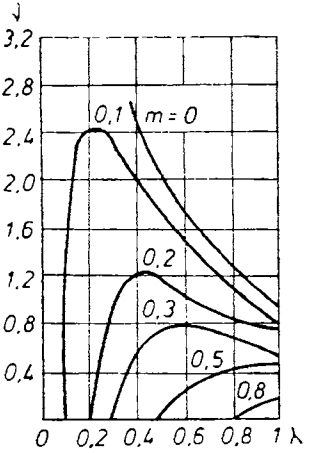


Fig. 6.22. Caracteristicile de reglaj ale servomotorului cu reglajul prin excitație.

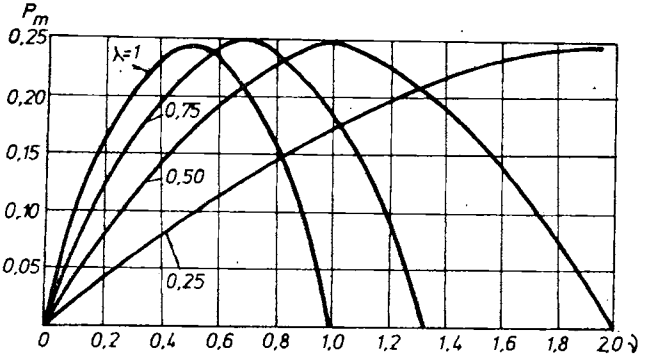


Fig. 6.23. Curbele de variație ale puterii mecanice, la servomotorul de c.c. comandat în excitație.

6.4.2.1. **Servomotoare cu întrefier axial**

Utilizarea servomotoarelor în sistemele de reglaj automat impune în majoritatea cazurilor o viteză de răspuns ridicată. Obținerea unor constante de timp reduse (sub 5 ms) este posibilă prin utilizarea servomotoarelor cu întrefier axial. Un astfel de motor păstrează în stator o excitație electromagnetică sau cu magneți permanenți, iar rotorul este realizat sub forma unui disc izolant pe care sînt plasate conductoarele plate. Se realizează astfel o înfășurare plană cu liniile de curent radiale și liniile de cîmp magnetic inductoare axiale (fig. 6.24). Colectorul mașinii clasice este suprimat, periile călcînd direct pe conductoarele lamelare. Indusul se poate realiza cu ajutorul tehnicii circuitelor imprimate sau prin metoda matrițării.

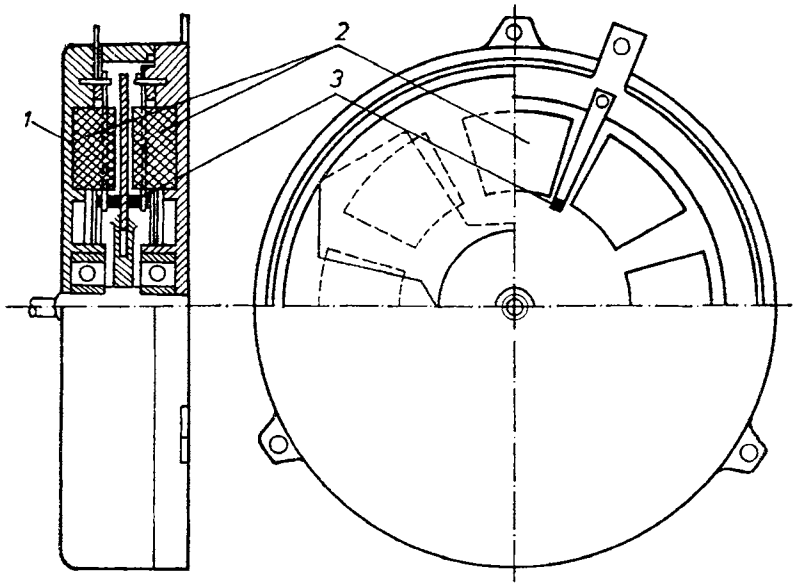


Fig. 6.24. Servomotor de c.c. cu întrefier axial și rotor disc, avînd polii din magneți permanenți :
1 — disc cu înfășurarea indusului imprimată; *2* — polii inductori; *3* — portperiile.

Aceste mașini prezintă o serie de avantaje tehnice, tehnologice și economice, dintre care se enumeră următoarele :

— mașini simple al căror montaj se poate automatiza în limite largi ;

— puteri specifice mari, precum și utilizarea unor densități de curent ridicate (pînă la 45 A/mm^2 la funcționarea de durată și pînă la 100 A/mm^2 pentru regimuri de scurtă durată) ;

— greutate mai mică a ansamblului și un cost sensibil redus, față de mașinile similare de construcție normală.

6.5. MOTOARE ELECTRICE PAS CU PAS

Motoarele electrice „pas cu pas" (MEPP) sînt de fapt motoare sincrone, la care fazele înfășurărilor statorice sînt alimentate în impulsuri de curent, rezultate în urma aplicării unor impulsuri de tensiune de tip „treaptă", iar rotorul este de tip reactiv — cu poli proeminenți — sau în componența rotorului avem și magneți sau electromagneți cu capetele înfășurărilor scoase prin perii la inele colectoare. Ele sînt destinate să transforme impulsurile electrice în deplasări unghiulare sau liniare discrete, respectiv „pași".

Rotorul, prin construcția sa, se poate situa în raport cu axa magnetică rezultantă a statorului numai în anumite poziții, determinate fie de principiul reactanței minime (motor sincron reactiv), fie de componenta tangențială a forței de atracție magnetică a polilor de nume contrar (rotor cu magnet permanent).

Există o diversitate mare de tipuri constructive de MEPP. Se poate face o clasificare a lor după numărul înfășurărilor statorice de comandă.

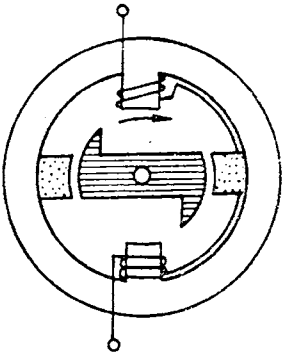


Fig. 6.25. Mașină electrică pas cu pas, cu o singură înfășurare de comandă, rotor reactiv și magneți permanenți.

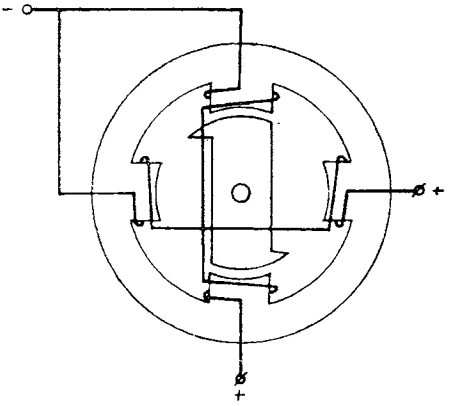


Fig. 6.26. Mașină electrică pas cu pas cu două înfășurări de comandă.

a) *MEPP cu o singură înfășurare de comandă* (fig. 6.25). Cînd înfășurarea de comandă nu este alimentată, axa longitudinală a rotorului are aceeași poziție cu axa polilor din magneții permanenți. În cazul alimentării înfășurării de comandă rotorul se rotește cu 90° datorită cuplului electromagnetic creat prin impulsul de comandă. Următorul impuls de comandă decuplează înfășurarea de comandă și rotorul execută pasul următor de 90°, în sensul colțurilor tălpilor polare. Acest tip constructiv se poate construi cu un număr de poli statorici divizibil cu patru ($2p = 4k$, $k = 1, 2, 3 \ldots$). Numărul de poli rotorici va fi jumătate din cel al statorului. Astfel se pot realiza pași mai mici decît 90°.

b) *MEPP cu două înfășurări de comandă* (fig. 6.26). Fiecare cuplare a unei înfășurări de comandă, corespunde unui pas 90°. Mărind numărul de poli se poate micșora pasul. S-au realizat MEPP cu rotorul excitat în curent continuu care permit obținerea unui pas de 15° la un cuplu variind între 1 Ncm și 100 Ncm. Frecvența impulsurilor statorice atinge valori pînă la 500 Hz.

c) *MEPP cu trei sau mai multe înfășurări de comandă.* Aceste tipuri se construiesc în două variante : cu mai multe statoare, pe fiecare stator fiind dispusă o înfășurare de comandă (fig. 6.27) sau cu un singur stator cu mai multe înfășurări de comandă (fig. 6.28). Aceste tipuri de motoare pas cu pas sînt cel mai frecvent utilizate în sistemele de poziționare, avînd pași de ordinul gradelor. Frecvența impulsurilor de comandă poate obține valori de peste 1 000 Hz, la cupluri de ordinul zecilor de Ncm.

Se mai construiesc și alte variante de MEPP cum ar fi :

— *MEPP cu circuite imprimate,* în scopul micșorării momentului de inerție al rotorului ;

— *MEPP electrohidraulice,* la care pe lîngă motorul propriu-zis s-a adăugat un amplificator de cuplu hidraulic cu piston axial, în vederea măririi cuplului activ ;

— *MEPP liniare,* utilizate în anumite sisteme de comandă automată sau de comandă program în coordonate. Pasul liniar este de ordinul zecimilor de mm.

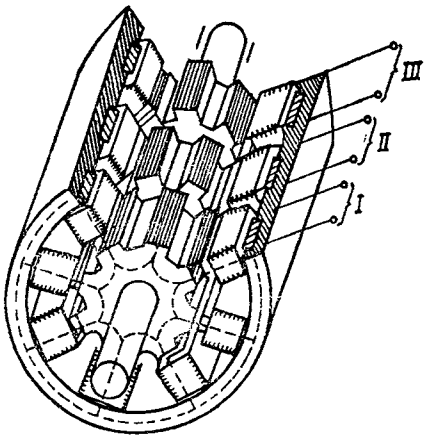


Fig. 6.27. Mașină electrică pas cu pas cu trei statoare.

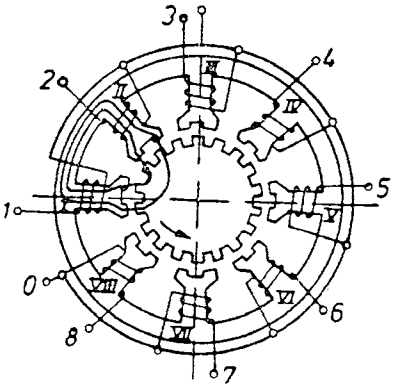


Fig. 6.28. Mașină electrică pas cu pas cu opt înfășurări de comandă dispuse pe un singur stator.

Mărimile caracteristice ale MEPP sînt :

— *unghiul de pas* (pasul motorului), care reprezintă unghiul de rotație al rotorului corespunzător unui tact de comandă ;

— *cuplul static sincronizant,* reprezentînd valoarea cuplului dezvoltat de motor în funcție de unghiul de decalaj al axei magnetice a rotorului față de axa fluxului magnetic statoric rezultant ;

— *cuplul static maxim,* care permite menținerea poziției rotorului la mărirea cuplului rezistent ;

— *cuplul critic de pornire,* care reprezintă valoarea maximă a cuplului rezistent la care motorul poate intra în rotație fără pierdere de pași ;

— *frecvența limită,* la care motorul execută comanda primită prin impulsuri repetate.

Expresia cuplului electromagnetic se obține în mod analog cazului mașinii sincrone (cap. 5).

Cuplul electromagnetic dinamic este mai mic decît cel static, scăzînd puternic cu creșterea turației, cu valori ce depășesc 50%. Scăderea cuplului se datorește comutației rapide a bobinelor de comandă, ceea ce nu permite curentului de comandă să atingă valoarea sa maximă corespunzătoare regimului static.

MEPP se utilizează în schemele sistemelor de comandă cu program și prin impulsuri. Folosirea ordinatoarelor pentru comanda unor procese tehnologice complexe necesită prelucrarea unor semnale, sub formă de impulsuri, ceea ce se poate realiza cu MEPP.

MEPP se utilizează în prezent în diverse instalații industriale, cum ar fi : acționarea mașinilor unelte cu comandă numerică, industria metalurgică și ușoară ; sisteme periferice ale calculatoarelor numerice și în aeronautică.

6.6. SELSINE

În sistemele de reglare automată este de foarte multe ori necesar să se execute o legătură electrică între două mecanisme care să permită reproducerea mișcărilor executate de un mecanism conducător. Aceste

sisteme de urmărire au înglobate instalaţii de transmisie sincronă, care realizează deplasarea unghiulară sincronă şi în concordanţă de fază a doi arbori, între care nu există legătură mecanică.

Un sistem de transmisie sincronă, realizat cu selsine, cuprinde : selsinul emiţător, selsinul receptor şi linia electrică de transmisie.

Selsinele se construiesc în două variante : cu contacte alunecătoare sau fără contacte alunecătoare.

Selsinele cu contacte alunecătoare sînt asemănătoare maşinilor sincrone. Inductorul cu poli proeminenţi sau poli plini este prevăzut cu o înfăşurare de excitaţie alimentată în curent alternativ monofazat. Indusul este prevăzut cu o înfăşurare trifazată simetrică, în care se induc t.e.m. în concordanţă de fază şi ale căror valori efective depind de poziţia rotorului.

Selsinele fără contacte alunecătoare se construiesc în două variante, conform figurilor 6.29 şi 6.30. Lipsa contactelor asigură o stabilitate a caracteristicilor şi păstrarea unui timp mai îndelungat a clasei de precizie. În schimb valoarea t.m.m. de excitaţie este mai mare, datorită unui întrefier rezultant mai mare.

În prima variantă, înfăşurarea de excitaţie este plasată tot pe stator (fig. 6.29). Traseul liniilor de flux magnetic este indicat în figură.

În cea de a doua variantă, înfăşurarea de excitaţie este plasată pe rotor, fiind alimentată de la semnalul unui transformator plasat tot pe axul rotoric, primarul fiind fixat pe statorul selsinului.

Indicii tehnici principali pe baza cărora se apreciază calităţile diferitelor variante sînt :

1) *Precizia statică a transmisiei,* reprezentată prin mărimea erorii comise la funcţionarea instalaţiei în regim de deplasare unghiulară. Eroarea

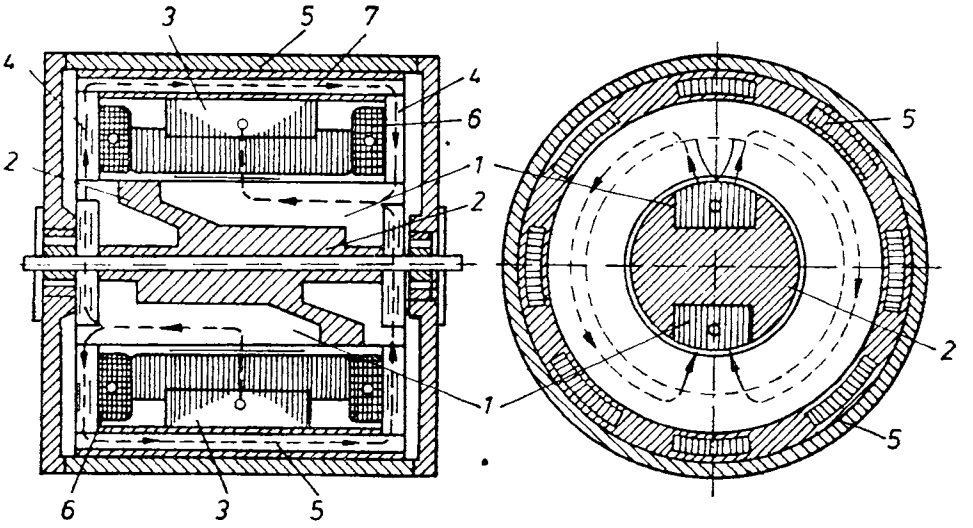


Fig. 6.29. Selsin fără contacte alunecătoare, cu înfăşurarea de excitaţie în stator : *1* — tole feromagnetice; *2* — material paramagnetic; *3* — statorul feromagnetic; *4* — pachete inelare de tole; *5* — pachete paralelipipedice de tole; *6* — înfăşurarea de excitaţie; *7* — carcasa.

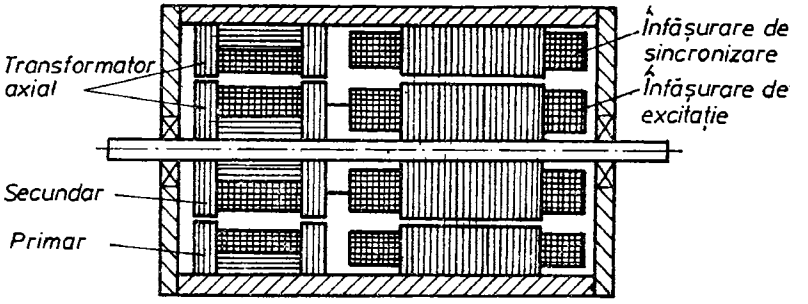


Fig. 6.30. Selsin fără contacte alunecătoare cu un transformator de cuplaj.

se determină prin *unghiul de dezacord* rezultant între axele rotoarelor emițătorului și receptorului, pentru o poziție dată a axului emițătorului. Valorile erorilor depind de sensul de rotație și nu trebuie să depășească $\pm 2{,}5°$.

2) *Precizia dinamică a transmisiei,* care este mărimea erorii la funcționarea instalației cu o viteză unghiulară de rotație constantă.

3) *Cuplul sincronizant static,* definit pentru cazul rotoarelor blocate și depinzînd de unghiul de dezacord. Valoarea maximă a acestui cuplu depinde de tipul selsinului și variază între aproximativ 0,3 Nm și 0,02 Nm.

4) *Cuplul sincronizant specific,* care este cuplul sincronizant dezvoltat de receptor, la un unghi de un grad. Valoarea sa este cuprinsă între $0{,}3 \cdot 10^{-2}$—0,2 Ncm.

În cazul selsinelor se mai consideră și următorii trei parametri :

a) *viteza unghiulară maximă* — valoarea limită a vitezei unghiulare la care receptorul mai poate dezvolta un cuplu ;

b) *timpul de amortizare* a oscilațiilor rotorului selsinului receptor ;

c) *capacitatea de autosincronizare,* care evidențiază proprietatea rotorului receptorului de a se deplasa îndată după conectarea la rețea și de a ocupa o poziție cu un unghi de dezacord minim.

6.6.1. REGIMURILE DE FUNCȚIONARE ALE SELSINELOR

Selsinele pot fi utilizate în două regimuri de funcționare : regimul de inductor și regimul de transformator.

În primul caz, selsinul receptor este utilizat ca aparat inductor al unei deplasări unghiulare (telemăsură) ; schema electrică este conform figurii 6.31. În cazul cînd ϑ_e și ϑ_r sînt diferite, în înfășurările indusului se induc tensiuni proporționale cu aceste unghiuri și cu pulsația tensiunii rețelei.

$$u_{ei} = -U_m \cos \omega t \cos\left[\vartheta_e - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right],$$

$$u_{ri} = -U_m \cos \omega t \cos\left[\vartheta_r - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right], \tag{6.26}$$

unde $i = 1, 2, 3$.

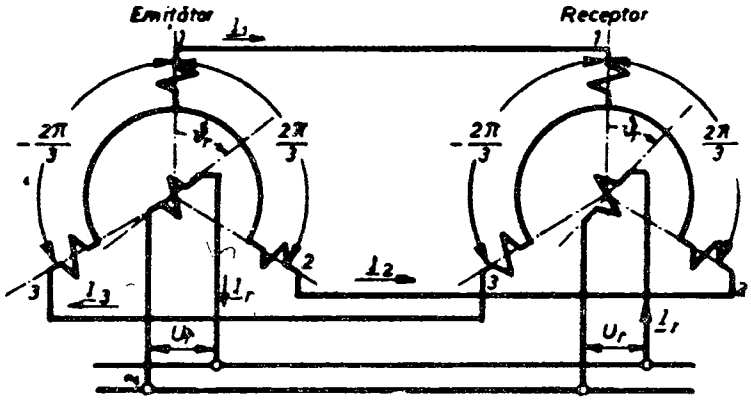


Fig. 6.31. Schema de conexiuni pentru două selsine în regim de indicator.

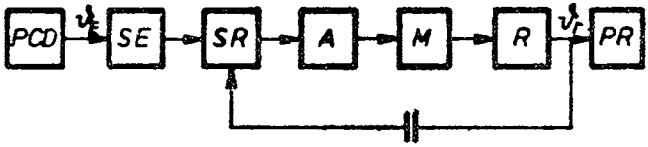


Fig. 6.32. Schema bloc a selsinelor în regimul de transformator : *A* — amplificator; *M* — motor; *R* — reductor; *PCD* — postul de comandă; *PR* — postul receptor.

Între indusurile selsinelor circulă curenții de egalizare I_i, pînă cînd unghiul de dezacord $\vartheta = \vartheta_e - \vartheta_r$ devine nul.

Se demonstrează faptul că expresia cuplului este proporțională cu $\sin \vartheta$,

$$M = M_{max} \sin \vartheta, \tag{6.27}$$

adică valoarea lui devine nulă pentru $\vartheta = 0$.

În al doilea caz de funcționare, înfășurarea monofazată a selsinului receptor este utilizată ca o înfășurare secundară a unui transformator (fig. 6.32), tensiunea indusă fiind utilizată ca un semnal de comandă pentru un servomotor. Servomotorul produce deplasarea unghiulară a dispozitivului comandat, cu un unghi dictat de semnalul selsinului emițător (ϑ_e). Servomotorul acționînd și asupra selsinului receptor, produce micșorarea unghiului de dezacord și în final, la $\vartheta \cong 0$, se oprește funcționarea ansamblului.

În unele sisteme de urmărire este necesară obținerea unor deplasări unghiulare egale cu suma sau diferența altor două deplasări unghiulare, sau trebuie să se introducă corecții în funcționarea sistemelor de urmărire. În aceste sisteme se utilizează selsinele diferențiale, care au și în rotor o înfășurare trifazată.

Pentru primul caz schema bloc corespunde figurii 6.33, iar pentru cazul al doilea figurii 6.34.

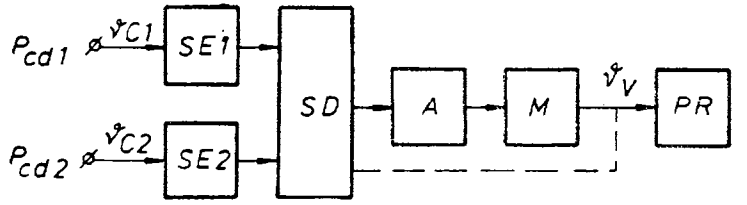


Fig. 6.33. Schema bloc a selsinelor cuplate cu un selsin diferențial : *SD* — selsin diferențial; *A* — amplificator; *M* — motor; *PR* — postul de recepție.

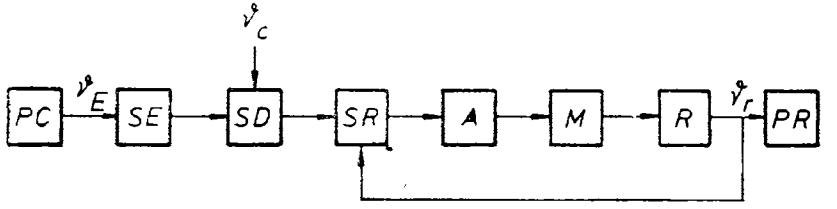


Fig. 6.34. Schema bloc a selsinelor în regim de transformator diferențial, ca element de corecție.

6.7. AMPLIFICATOARE MAGNETICE

Amplificatorul magnetic este un aparat static al cărui principiu de funcționare se bazează pe utilizarea porțiunii neliniare a caracteristicii de magnetizare B (H). Permeabilitatea magnetică a unui material feromagnetic variază cu valoarea intensității cîmpului magnetic, fiind mai mare la valori mici ale lui H și scăzînd puternic la valori mari ale lui H, care corespund porțiunii saturate. O înfășurare de c.a. plasată pe un miez feromagnetic a cărui permeabilitate magnetică se poate varia va avea o reactanță variabilă, deci va fi parcursă de un curent alternativ cu amplitudinea funcție de μ.

Variația permeabilității magnetice se poate realiza printr-o magnetizare suplimentară a miezului, prin intermediul unei înfășurări de curent continuu.

Familiile de curbe pentru permeabilitatea relativă a unui miez feromagnetic sînt exemplificate în figura 6.35. Schemele cele mai simple ale unor amplificatoare magnetice sînt redate în figurile 6.36, *a, b*. Înfășurarea de curent continuu, care produce magnetizarea suplimentară a miezului se numește înfășurare de comandă. Pentru a nu se obține o tensiune indusă în înfășurarea de comandă ea este plasată pe coloana centrală a miezului, în formă de III . Înfășurarea de sarcină se conectează la rețeaua de curent alternativ.

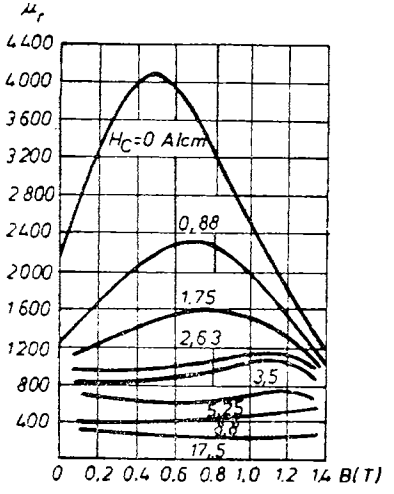


Fig. 6.35. Variația permeabilității magnetice relative a unei tole de ferosiliciu, printr-o magnetizare suplimentară în curent continuu.

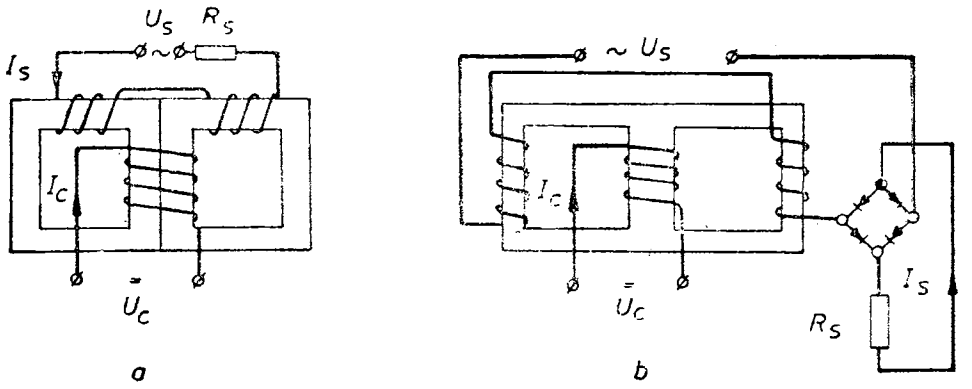


Fig. 6.36. Amplificator magnetic :
a — cu două miezuri; *b* — cu un singur miez și sarcină în curent continuu.

Curentul din impedanța de sarcină are expresia

$$I_s = \frac{U_s}{\sqrt{(R_a+R_s)^2+(X_a+X_s)^2}}, \tag{6.28}$$

în care R_a, R_s și X_s sînt mărimi constante.

Reactanța înfășurării de curent alternativ are expresia

$$X_a = 2\pi f \frac{Na^2 \cdot S_a \cdot \mu_r \mu_0}{l_a}, \tag{6.29}$$

unde S_a este secțiunea miezului magnetic, l_a — lungimea circuitului magnetic iar $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m. Din relația (6.29) se remarcă faptul că I_s este o funcție de μ_r. Variația curentului de sarcină, în funcție de curentul de comandă, este redată în figura 6.37 și reprezintă caracteristica de intrare-ieșire a amplificatorului magnetic.

Factorii de amplificare a curentului și a puterii amplificatorului magnetic sînt dați de expresiile :

$$k_I = \frac{I_s - I_{s0}}{I_c}, \quad k_P = \frac{P_s - P_{s0}}{P_c} \tag{6.30}$$

În general, I_{s0} și P_{s0} au valori mici și pot fi neglijate față de I_s și P_s. Factorul de amplificare în putere obține valori între $k_P = 10$—$1\,000$ (pentru aceste tipuri de amplificatoare magnetice).

Mărirea factorului de amplificare se poate obține prin realizarea amplificatoarelor magnetice cu reacție (fig. 6.38). În acest scop, se introduce suplimentar o înfășurare de reacție, parcursă de o fracțiune din curentul de sarcină redresat, creînd un cîmp de magnetizare suplimentar H_r, proporțional cu I_s. Caracteristica $I_s = f(I_c)$ este redată în figura 6.39 și depinde de cîmpul de reacție, evidențiat prin coeficientul de reacție k_r ($k_r < 1$).

Factorul de amplificare devine

$$k_{Pr} = \frac{k_P}{1-k_r} \tag{6.31}$$

și poate ajunge la valori ridicate, de 3 000—10 000.

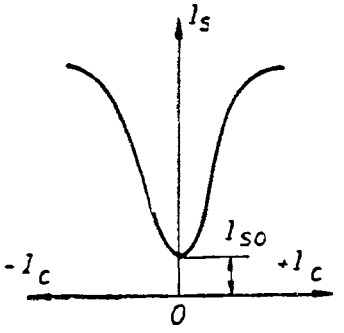


Fig. 6.37. Caracteristica intrare-ieşire a unui amplificator magnetic.

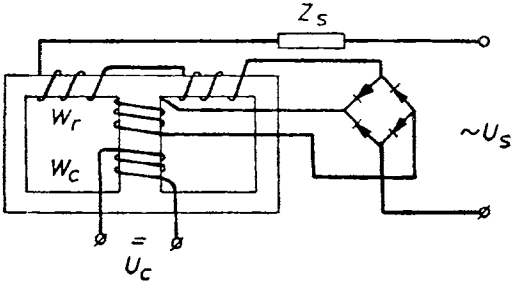


Fig. 6.38. Amplificator magnetic cu înfăşurare de reacţie.

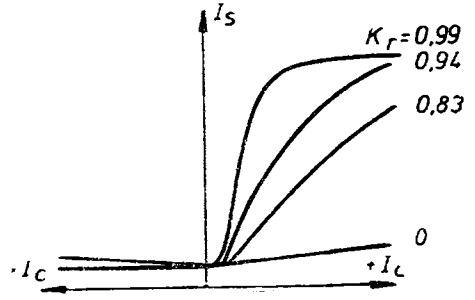


Fig. 6.39. Caracteristica intrare-ieşire a unui amplificator magnetic cu reacţie.

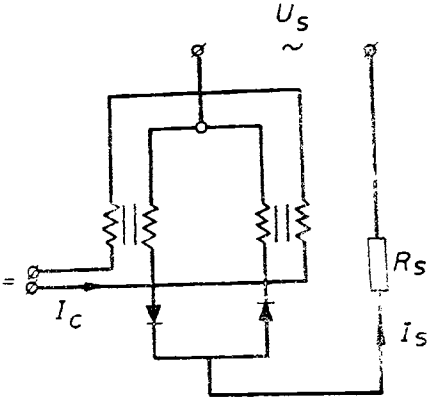


Fig. 6.40. Amplificator cu reacţie autosaturat.

Mărirea factorului de putere se poate realiza mai simplu, utilizînd schema din figura 6.40. Înfăşurările de curent alternativ sînt conectate în derivaţie şi înseriate cu cîte o diodă. Curenţii din cele două înfăşurări sînt pulsatorii, avînd deci o componentă continuă. Caracteristica unui astfel de amplificator magnetic este analoagă cu cea a amplificatorului cu reacţie. Utilizînd tole din permaloy, curentul de comandă este de 10—15 ori mai mic. În acest mod creşte considerabil factorul de amplificare. Curentul de comandă este extrem de mic, fiind de ordinul miliamperilor.

Amplificatoarele magnetice pot funcţiona şi în regimul de releu, în cazul în care coeficientul de reacţie k_r este mai mare decît 1 (de obicei $k_r = 1{,}3—1{,}5$). Amplificatorul magnetic mai primeşte o înfăşurare suplimentară denumită *înfăşurarea de negativare* (fig. 6.42). Caracteristica $I_s\,(I_c)$ se deplasează spre stînga şi obţine forma unei bucle, a cărei lăţime depinde de valoarea curentului de negativare (fig. 6.51). Înfăşurarea de negativare aduce releul în punctul de funcţionare A. Pentru cazul din figura 6.42, *a*, la un semnal de comandă $+I_c$, releul basculează curentul de sarcină din punctul a în punctul b. În lipsa semnalului, curentul de sarcină se menţine aproximativ constant (pct. c). Pentru deblocarea releului este necesar un semnal de comandă $-I_c$, care micşorează curentul de sarcină

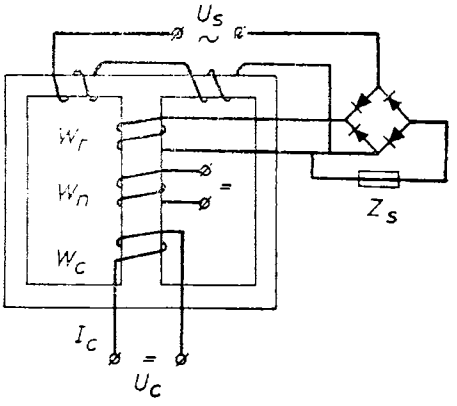


Fig. 6.41. Amplificator magnetic în regim de releu electromagnetic.

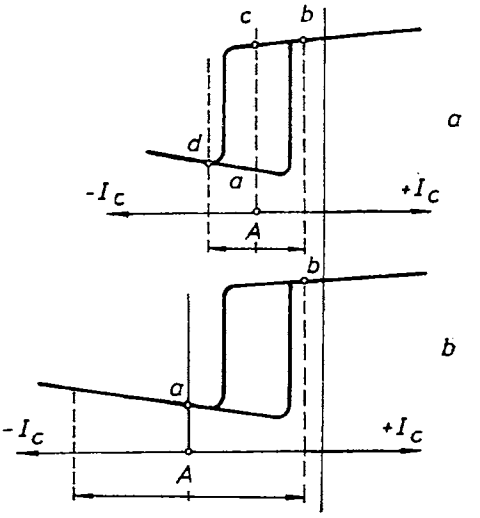


Fig. 6.42. Caracteristica releului fără contacte:
a — punctul de funcționare în interiorul ciclului de histerezis.

la valoarea $I_{s min}$ (pct. *d*). Pentru cazul din figura 6.42, *b*, punctul de funcționare fiind plasat în *A*, releul este conectat doar pe perioada semnalului de comandă $+I_c$ (pct. *b*).

Sensibilitatea releelor magnetice este foarte ridicată, puterea de comandă fiind de ordinul a 10^{-8} W. Pentru un număr ridicat de anclanșări pe secundă, 15—30 impulsuri, se utilizează o tensiune alternativă cu frecvența de 150—200 Hz.

Amplificatoarele magnetice se realizează pentru puteri de ordinul waților respectiv și kilowaților.

PROBLEME

6.P.1. O amplidină are următoarele date: P_n**=3,5** kW, U_n=110 V, I_n=30 A, n_n=1 500 rot/min curentul de comandă I_{cd}=0,1 A, rezistența înfășurării de comandă R_{cd}=30 Ω, rezistența indusului R_i=0,1 Ω.

Se cere determinarea variației factorului de amplificare în putere cu sarcina amplidinei și determinarea valorii sale nominale.

R. k_{Pn}=10 702,80.

6.P.2. La o amplidină curbele de variație ale solenațiilor (solenația de comandă θ_{cd}, solenația transversală θ_t, solenația de reacție longitudinală θ_l și solenația înfășurării de compensație θ_k), sînt prezentate în figura 6P.1. Să se determine alura inducției în întrefierul mașinii.

R. Se va utiliza legea circuitului magnetic sub forma $\theta = B_\delta \cdot S \cdot R_{m\delta}$.

6.P.3. Este dată o amplidină cu următoarele date constructive: N_{cd}=6 000 spire, I_{cd}=10·10^{-3} A, N_1=100 spire, I_{1n}=8 A.

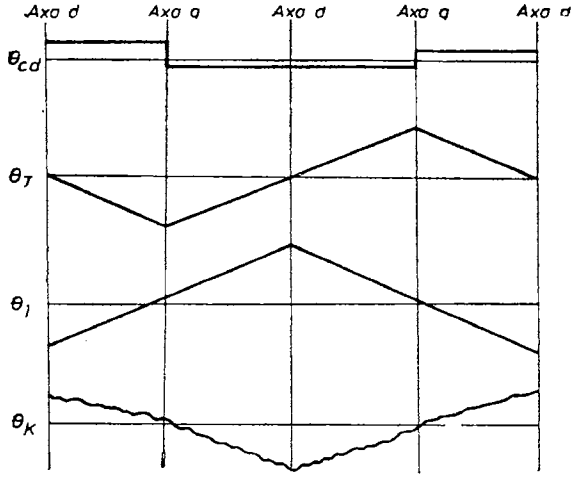


Fig. 6P.1. Variația solenațiilor înfășurărilor unei amplidine.

Pentru cazul cînd înfășurarea de compensare este scurtcircuitată, să se determine grafic și analitic curentul limită longitudinal pentru care tensiunea de ieșire a amplidinei devine nulă.

R. Se determină grafic curbele de variație ale solenațiilor de comandă și de reacție, similar curbelor din problema precedentă, astfel încît fluxul longitudinal rezultant să fie nul. Rezultă $I_{l\,limita} = 1{,}2$ A, adică 15% din valoarea I_{ln}.

6.P.4. Un servomotor asincron bifazat este astfel alimentat încît unghiul dintre tensiunile de comandă și de excitație este de 90°. Pe arborele servomotorului este plasat un multiplicator mecanic de turație, cu raportul 10 : 1. Cuplul rezistent are valoarea de 0,5 ori cuplul de scurtcircuit.

Să se determine condițiile impuse tensiunii de comandă, ca în orice situație turația la arborele multiplicatorului să fie cel puțin egală cu turația de sincronism a servomotorului.

R. Valoarea tensiunii de comandă poate varia în limitele (0,57—1) U_{cdn}

6.P.5. Un servomotor de curent continuu are următoarele date : tensiunea nominală $U_n = U_{En} = 220$ V, curentul nominal al indusului $I_{An} = 10$ A, rezistența înfășurării indusului $R_A = 1\ \Omega$, turația nominală $n_n = 1\,500$ rot/min, $p = 1$, constanta $C = 6{,}22 \cdot 10^{-3}$ Nm/VA.

Pentru un cuplu rezistent de 3,5 Nm la arborele servomotorului se cere :
— valoarea tensiunii indusului pentru atingerea turației nominale ;
— valoarea puterii mecanice la arborele servomotorului ;
— valoarea turației de mers în gol.

R. $U = 217{,}388$ V ; $P_{mec} = 547{,}83$ W ; $p_{mec} = 0{,}0113$; $n_0 = 1\,536{,}33$ rpm.

6.P.6. Un servomotor de c.c. cu comandă în excitație are următoarele date : rezistența indusului $R_A = 1$, rezistența înfășurării de comandă $R_F = 200\ \Omega$, tensiunea indusului $U_A = 220$ V, curentul de comandă $I_E = 0{,}1$ A, turația de mers în gol $n_0 = 1\,560$ rot/min.

Se cere valoarea curentului din indus pentru o turație a arborelui servomotorului de 1 404 rot/min, în ipoteza neglijării pierderilor electrice și mecanice, precum și valoarea cuplului la arbore.

R. $I_A = 15{,}39$ A, $M = 24{,}53$ Nm.

6.P.7. Un amplificator magnetic are următoarele date constructive : $S_a = 40$ cm^2, $N_a = 300$ spire, $l_a = 0{,}5$ m, $U_s = 220$ V. Curentul de comandă variază între $\pm 0{,}5$ A. Rezistența înfășurării de curent alternativ este de $R_a = 1\ \Omega$, rezistența sarcinii $R_s = 0{,}8\ \Omega$, iar reactanța sarcinii $X_s = 5\ \Omega$. Circuitul magnetic se magnetizează conform relației $H_c = 15\ I_c$. Fluxul magnetic are o valoare constantă de $\Phi_M = 32 \cdot 10^{-4}$ Wb/m^2.

Utilizînd caracteristicile $\mu_r\ (B_M)$ reprezentate în figura 6.37, să se traseze caracteristica de intrare-ieșire, $I_a = f(I_c)$.

7.

ELEMENTE FUNDAMENTALE PRIVIND SISTEMELE DE ACŢIONARE ELECTRICĂ

7.1. STRUCTURA ŞI CLASIFICAREA SISTEMELOR DE ACŢIONARE ELECTRICĂ

Sistemele de acţionare electrică realizează conversia energiei electrice în energie mecanică : motorul electric de acţionare absoarbe energia electrică de la reţea şi o transformă în energie mecanică, pe care o cedează, pe la arbore, maşinii de lucru (fig. 7.1). Diferenţa dintre energia electrică, consumată şi energia mecanică, utilă, reprezintă pierderile electrice şi mecanice, care se transformă, ireversibil, în căldură.

Datorită marii diversităţi a proceselor tehnologice deservite de maşini de lucru acţionate electric, sistemelor de acţionare li se impun cerinţe dintre cele mai variate privind turaţia, cuplul dezvoltat la arbore, domeniul de modificare a turaţiei şi a cuplului, precizia în menţinerea constantă a vitezei unghiulare de rotaţie, rapiditatea atingerii valorilor de regim staţionar, calităţile dinamice, stabilitatea în funcţionare etc.

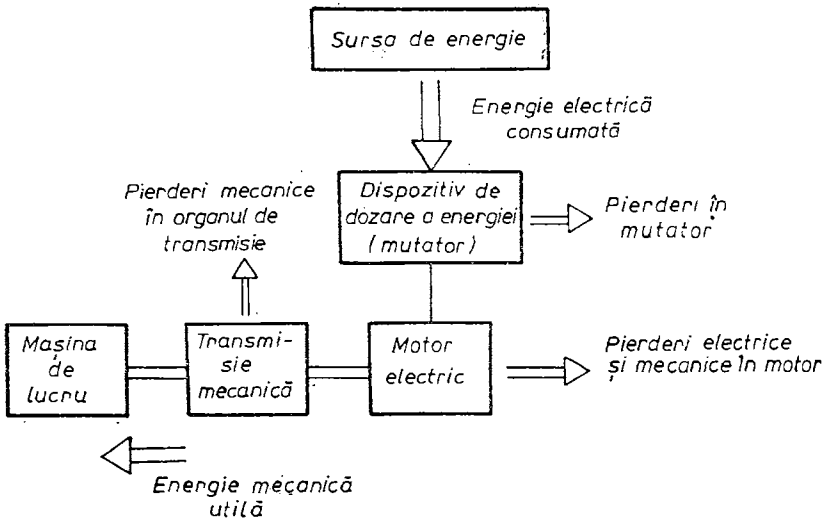


Fig. 7.1. Conversia electromecanică a energiei — schemă de principiu.

Pentru ca parametrii energiei mecanice (cuplu, viteză unghiulară) să poată fi controlați pe cale electrică, este necesar ca între motor și sursa de alimentare să existe dispozitive de dozare a energiei electrice, prin modificarea parametrilor săi (tensiune, curent, frecvență). Controlul parametrilor mecanici pe cale mecanică, cu ajutorul reductoarelor de turație, cutiilor de viteză sau variatoarelor mecanice de turație este caracterizat de randamente scăzute, fiabilitate redusă, cost ridicat și puteri unitare limitate din considerente constructive. Utilizarea mașinilor electrice (grupuri motor-generator) sau a amplificatoarelor magnetice la modificarea parametrilor energiei electrice absorbite de motor este legată de costuri mari de investiții, consum mare de cupru (material deficitar), randamente scăzute (în cazul grupurilor de mașini) și inerție electromagnetică mare, care afectează rapiditatea și stabilitatea sistemelor de acționare electrică prevăzute cu reglare automată.

Sistemele de acționare electrică au evoluat de la forma simplă, la care motorul este legat direct la rețea și este cuplat nemijlocit cu mașina de lucru, eventual printr-un organ de transmisie cu roți dințate sau cu curele, la forme dintre cele mai complexe, cu un înalt grad de automatizare, în scopul satisfacerii cerințelor tot mai mari impuse de producția de bunuri materiale : mărirea productivității prin mărirea vitezei de acționare și reducerea timpilor de pornire și frînare, fără solicitări inadmisibile ale motorului electric ; reducerea consumului de energie prin mărirea randamentului și a factorului de putere ; ridicarea calității producției prin respectarea riguroasă și cu mare precizie a cerințelor impuse de procesele tehnologice. În prezent sistemele de acționare electrică au puteri unitare care ating zeci de MW și consumă mai bine de jumătate din toată energia electrică produsă în centrale. Sistemele moderne de acționare electrică se integrează tot mai bine în tehnologie.

În cazul cel mai general, acționarea electrică este un sistem închis, care cuprinde (fig. 7.2), pe lîngă motorul electric de acționare *ME* și mașina de lucru *ML*, cuplajul cu organul de transmisie *T*, instalația de alimentare de la rețea cu mutatorul *M*, instalația de comandă automată și

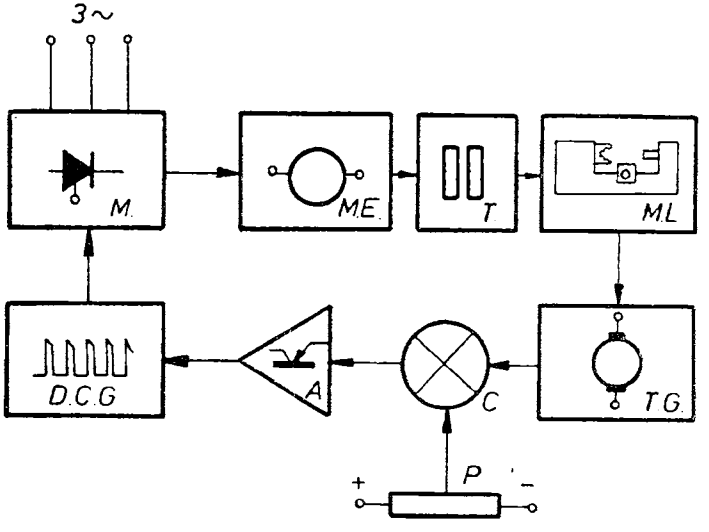


Fig. 7.2. Structura generală a unui sistem de acționare electrică.

de reglare cu următoarele elemente : elementul de măsurare (de exemplu un tahogenerator *TG*) ; dispozitivul de prescriere *P* care dă valoarea impusă mărimii de reglat (de obicei turația) ; comparatorul C care compară mărimea măsurată cu mărimea impusă ; amplificatorul *A* care amplifică semnalul de abatere ; dispozitivul de comandă pe grilă *DCG* (în cazul în care elementele de execuție sînt ventile comandate). Sistemele de acționare electrică prevăzute cu regulatoare automate asigură desfășurarea pornirii, frînării, reversării și reglării turației după legi prescrise, menținînd între anumite limite, cu toleranțe determinate, diferite mărimi electrice și mecanice (turația, curentul, cuplul etc.). La sistemele de acționare complexe, de mare importanță (de exemplu acționarea laminoarelor), prescrierea mărimilor este asigurată de calculatoare electronice de proces sau de microprocesoare.

Principala caracteristică a unui sistem de acționare electrică este *caracteristica mecanică,* care reprezintă dependența cuplului electromagnetic de viteza unghiulară a motorului $M=f(\Omega)$. În funcție de sensul vitezei unghiulare și al cuplului se deosebesc acționări electrice într-un *singur cadran* sau în mai multe cadrane. Acționările într-un singur cadran sînt *nereversibile,* sensul turației și al cuplului nu se inversează (de exemplu acționarea pompelor sau ventilatoarelor). La acționarea electrică în *mai multe cadrane* (fig. 7.3), sensul uneia sau al ambelor mărimi se poate inversa. La frînarea cu recuperare a unui vehicul, sensul turației motorului se păstrează, dar sensul cuplului se inversează, astfel că punctul de funcționare a acționării trece din cadranul I în cadranul II. La frînarea prin conectare inversă a unui mecanism de ridicat sensul cuplului se menține, dar se inversează sensul turației, trecîndu-se din cadranul I în cadranul IV. Un laminor reversibil, la care motorul acționează valțurile în ambele sensuri, lucrează în toate cele patru cadrane. Acționările electrice la care se poate obține inversarea cuplului sau a vitezei unghiulare de rotație se numesc *acționări reversibile.* În cadranele I și III regimul de funcționare al mașinii electrice este de *motor,* deoarece produsul dintre cuplu și viteza unghiulară (puterea mecanică) este pozitiv, ceea ce înseamnă că motorul dezvoltă putere mecanică la arbore. În cadranele II și IV produsul $M\Omega$ este negativ, motorul primește energie mecanică la arbore și o transformă în energie electrică ; regimul de funcționare este de *generator* cînd energia electrică este cedată rețelei *(frînare cu recuperare)* sau unei rezistențe *(frînare dinamică) ;* regimul este de *frînă,* cînd motorul absoarbe atît energie electrică de la rețea, cît și energie mecanică la arbore, pe care le disipă pe pe rezistențele înfășurării motorului sau pe rezistoare de frînare.

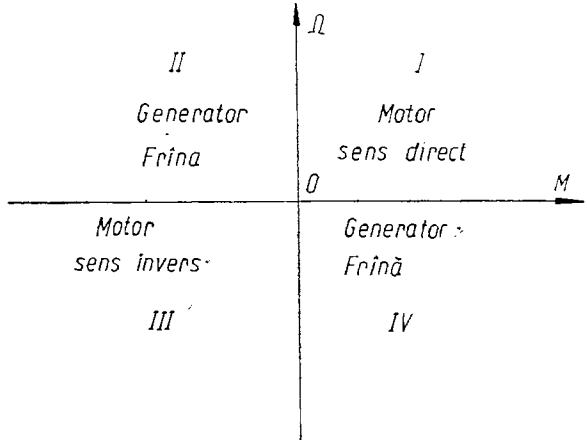


Fig. 7.3. Schema acționării electrice în mai multe cadrane.

După tipul motorului electric acționările pot fi

de curent continuu, cu motoare asincrone, cu motoare sincrone sau cu motoare speciale (motoare pas cu pas, oscilomotoare etc.). După numărul de motoare și de mașini de lucru acționate se deosebesc : — *acționări de grup* (generale), la care un grup de mașini de lucru (de exemplu mașinile unelte dintr-un atelier) sînt acționate printr-un sistem de transmisie mecanică, cu curele, de către un singur motor (nu se mai folosesc din cauza dificultății corelării cerințelor mașinii de lucru cu caracteristica motorului de acționare și a utilizării nerațională a puterii motorului) ; — *acționări individuale,* la care un singur motor electric antrenează o singură mașină de lucru (de exemplu un strung ; mecanismele auxiliare, cum sînt cele de avans, sînt antrenate de la același motor prin transmisii mecanice, cu roți dințate) ; — *acționări cu mai multe motoare,* la care fiecare mecanism al mașinii de lucru are motorul său de acționare, încît se poate realiza o automatizare complexă a procesului tehnologic.

Acționările la care turația motorului poate fi modificată după voie se numesc *acționări reglabile ;* la acționările *nereglabile* turația motorului nu poate fi modificată. Metodele de modificare a turației pot fi *economice* sau *neeconomice,* cînd o parte din energia electrică absorbită de la rețea se disipă pe rezistoare de reglare, micșorîndu-se considerabil randamentul acționării. Metodele economice moderne de modificare a turației motoarelor electrice de acționare folosesc *mutatoare* (convertoare) cu tiristoare (redresoare comandate pentru acționări cu motoare de curent continuu, invertoare de frecvență reglabilă pentru motoare asincrone sau sincrone, contactoare statice pentru modificarea turației prin impulsuri de tensiune continuă sau alternativă). Acționările moderne asigură, în mod curent, domenii de reglare de 1 : 100, iar cu scheme speciale acest domeniu poate fi extins la 1 : 1 000 sau chiar 1 : 3 000.

7.2. CINEMATICA ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

Studiul cinematic al unei acționări electrice implică cunoașterea sau determinarea diagramelor (graficelor) de mișcare, care dau dependențe de forma :

$$v, a, S, \Omega, \alpha = f(t), \tag{7.1}$$

unde v este viteza ; a — accelerația ; S — spațiul ; Ω — viteza unghiulară ; α — unghiul de rotație ; t — timpul.

Diagramele de mișcare sînt de foarte multe tipuri, studiul lor fiind necesar în proiectarea corectă a acționării. În general, aceste diagrame de mișcare au trei perioade principale : de pornire, de regim cu viteză constantă, de oprire. Cel mai des întîlnită este diagrama de viteză (tahograma) trapezoidală, caracterizată prin accelerație și decelerație constantă. O astfel de diagramă, împreună cu aceea a accelerației și a spațiului parcurs sînt date în figura 7.4.

Pentru prima perioadă, în care acționarea se accelerează cu accelerația a_1, putem scrie :

$$v_{(t)} = a_1 t \tag{7.2}$$

$$S_{(t)} = a_1 \frac{t^2}{2} \tag{7.3}$$

Aceste funcții, la sfîrșitul pornirii, iau valorile :

$$v_e = a_1 t_1,\ S_1 = a_1 \frac{t_1^2}{2} = \frac{v_e \cdot t_1}{2}, \qquad (7.4)$$

Pentru a doua perioadă, avînd viteza constantă $v = v_e$, accelerația este nulă ($a_2 = 0$), ecuația spațiului devenind :

$$S = v_e \cdot t. \qquad (7.5)$$

La sfîrșitul perioadei, spațiul parcurs are valoarea :

$$S_2 = v_e \cdot t_2. \qquad (7.6)$$

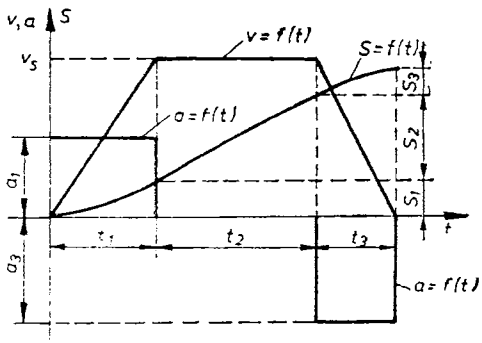


Fig. 7.4. Diagrame de mișcare.

Pentru a treia perioadă, în care acționarea frînează cu decelerația a_3, avem :

$$v_{(t)} = v_e - a_3 t, \qquad (7.7)$$

$$S_{(t)} = v_e t - a_3 \frac{t^2}{2}. \qquad (7.8)$$

Spațiul parcurs pînă la oprire va fi :

$$S_3 = v_e t_3 - a_3 \frac{t_2^2}{2} = \frac{v_e t_3}{2}. \qquad (7.9)$$

Pentru întreg ciclul vom putea scrie :

$$t_c = t_1 + t_2 + t_3. \qquad (7.10)$$

$$S_c = S_1 + S_2 + S_3 = v_e \frac{t_1}{s} + v_e t_2 + v_e \frac{t_3}{2}. \qquad (7.11)$$

Această ultimă relație arată că spațiul parcurs în timpul unui ciclu este proporțional cu suprafața trapezului graficului de viteză.

Toate ecuațiile anterioare arată că determinarea completă a graficelor de mișcare este posibilă numai prin prescrierea sau cunoașterea unor parametri, ceilalți rezultînd. De exemplu, necesitățile tehnologice ale mecanismului de lucru pot impune spațiul total parcurs S_c, viteza de lucru v_e, accelerațiile admise a_1, a_3, rezultînd din calcul parametrii t_1, t_2, t_3, S_1, S_2, S_3.

Optimizarea diagramelor de mișcare se poate face după mai multe criterii, din care unele sînt generale, iar altele valabile numai pentru anumite tipuri de acționări.

Un criteriu general luat în considerare la optimizarea graficului de viteză este acela al încălzirii mașinii de acționare. Deoarece problemele legate de alegerea mașinilor electrice de acționare pe baza criteriului termic vor fi studiate ulterior, nu se vor face demonstrații. Trebuie însă reținut că potrivit acestui criteriu, diagrama optimă are forma trapezului isoscel, deci $a_1 = a_3$, iar viteza de lucru v_e are o valoare ce depinde direct

proporțional de forța statică rezistentă care se opune motorului și invers proporțional de masele în mișcare ale sistemului de acționare [21].

Un alt criteriu general de optimizare a diagramelor de mișcare îl constituie creșterea productivității mașinii, adică realizarea procesului tehnologic (deci același spațiu total parcurs) într-un timp total mai scurt, în condițiile acelorași accelerații la pornire și oprire. Considerînd că diagrama vitezei este un trapez isoscel ($a_1 = a_3$), timpul unui ciclu este [21] :

$$t_c = \frac{v_s}{a_1} + \frac{S_c}{v_s}. \tag{7.12}$$

Valoarea vitezei, pentru care durata ciclului este minimă, se obține prin anularea derivatei $\frac{dt_c}{dv_s}$ și este :

$$v_{s0} = \sqrt{a_1 S_c}. \tag{7.13}$$

Durata ciclului minim este :

$$t_{c0} = 2\sqrt{\frac{S_c}{a_1}}. \tag{7.14}$$

Prin înmulțirea lor se obține :

$$\frac{v_{s0}\, t_{c0}}{2} = S_c, \tag{7.15}$$

adică spațiul parcurs S_c este egal cu aria unui triunghi isoscel de bază t_{c0} și înălțime v_{s0}. Cu alte cuvinte, se realizează o productivitate maximă dacă tahograma de forma unui trapez isoscel se transformă într-un triunghi isoscel, dar care are aceeași suprafață. Astfel de diagramă este arătată în figura 7.5.

Pe lîngă avantajul acestei diagrame de a reduce timpul ciclului, există neajunsul că acționarea funcționează numai în regim tranzitoriu. De asemenea, se demonstrează [21], că, nu este util din punct de vedere practic să utilizăm o astfel de diagramă, deoarece viteza v_{s0} are o valoare prea mare. În plus, odată cu creșterea vitezei de lucru a acționării către v_{s0}, scăderea timpului ciclului devine din ce în ce mai mică. În concluzie, se recomandă totuși utilizarea unei diagrame trapezoidale, dar la care viteza de lucru să fie $v_s = (0{,}3—0{,}4)\, v_{s0}$. Valori superioare ale vitezei nu duc decît la reduceri neînsemnate ale timpului de lucru.

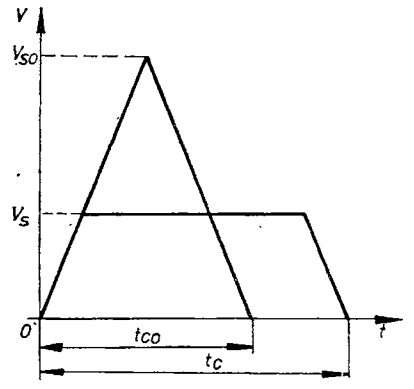


Fig. 7.5. Diagrama de viteză optimă după criteriul productivității.

În cazul sistemelor de transport al persoanelor se impune optimizarea diagramelor la pornire și oprire, pen-

tru evitarea smuciturii (șocului) care este o mărime proporțională cu variația accelerației

$$S=m\frac{da}{dt}=m\frac{d^2v}{dt^2}$$ — la mișcarea liniară, (7.16)

$$S=J\frac{d\varepsilon}{dt}=J\frac{d^2\Omega}{dt^2}$$ — la mișcarea de rotație. (7.17)

În cazul diagramei trapezoidale, variația accelerației este bruscă, smucitura avînd teoretic valoare infinită. Acest lucru conduce la senzații neplăcute. Pentru diminuarea lor se poate realiza un grafic de viteză parabolic, la care accelerația are o variație liniară. În acest fel smucitura are o valoare constantă. Diagrama optimă, după acest criteriu, este aceea la care, în timpul pornirii sau opririi, viteza variază sinusoidal.

7.3. DINAMICA ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

Sistemul de acționare electrică cel mai simplu poate fi reprezentat ca în figura 7.6, *a*. Elementele acestui sistem se mișcă conform legilor dinamicii. Astfel, mașina de acționare dezvoltă la arbore un cuplu M, care, învingînd cuplul static rezistent M_s, produs de mașina de lucru, determină mișcarea sistemului. Rezultă că determinarea comportării acționării (diagramele de mișcare) este o problemă complexă, în care parametrii cinematici (viteză, accelerație) depind de cei dinamici (forțe, cupluri). Obiectul dinamicii acționărilor electrice îl constituie tocmai rezolvarea acestei probleme și care se realizează cu ajutorul ecuației mișcării.

7.3.1. ECUAȚIA MIȘCĂRII

Regimul de lucru al acționărilor electrice poate fi staționar sau tranzitoriu.

În cazul regimului staționar, întreaga putere dată la arbore de către mașina de acționare este transmisă mecanismului de lucru. Deci :

$$P_M=P_{ML} \quad (\Omega M=\Omega M_s),$$ (7.18)

care, prin simplificare cu Ω, duce la :

$$M=M_s.$$ (7.19)

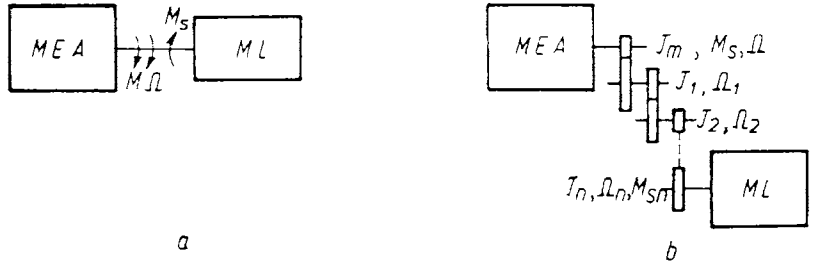


Fig. 7.6. Sisteme de acționare electrică individuală :
a — M.L. cuplată direct la arborele M.E.A.; *b* — cu transmisie cu arbori intermediari.

Relația (7.19) reprezintă ecuația de echilibru a cuplurilor și caracterizează regimul staționar la care $\Omega = \text{const.}$

Regimul tranzitoriu este caracterizat prin variația vitezei, deci și prin modificarea energiei cinetice a maselor aflate în mișcare. Se definește puterea dinamică P_d, ca fiind variația energiei cinetice W_c în unitatea de timp, adică :

$$P_d = \frac{dW_c}{dt}. \tag{7.20}$$

Ținînd cont că majoritatea sistemelor de acționare actuale sînt antrenate cu mașini electrice rotative vom scrie expresia energiei cinetice pentru mișcarea în rotație, adică :

$$W_c = J\frac{\Omega^2}{2}, \tag{7.21}$$

în care J este momentul de inerție axial al corpurilor aflate în mișcare de rotație cu viteza unghiulară Ω.

Se reamintește că, la cursul de Mecanică, în studiul mișcării de rotație a corpului solid, s-a introdus noțiunea de *moment de inerție axial*, care se calculează în raport cu axa de rotație și a cărei relație de definiție este :

$$J = \int_M r^2 dm = \int_v \rho r^2 \, dv,$$

în care r este distanța de la axa de rotație la elementul diferențial de masă dm, ρ este densitatea locală a corpului iar dv elementul diferențial de volum.

Din relația de definiție rezultă unitatea de măsură a momentului axial de inerție, care în sistemul internațional de unități (S.I.) este kg m^2. În unele cataloage de mașini electrice este dat *momentul de girație* sau de *volant*

$$J_g = GD^2,$$

G fiind greutatea corpului iar D diametrul de girație. Unitatea de măsură a momentului de girație în sistemul tehnic (din ce în ce mai rar folosit) este kgf m^2. Relația de legătură dintre momentul axial de inerție și momentul de girație este :

$$J_g = GD^2 = 4\,g\,J.$$

Va rezulta pentru puterea dinamică, expresia :

$$P_d = J\Omega\frac{d\Omega}{dt} + \frac{\Omega^2}{2}\frac{dJ}{dt}. \tag{7.22}$$

Această putere este primită de către sistemul de acționare tot de la mașina de antrenare astfel că bilanțul puterilor poate fi scris :

$$P = P_{ML} + P_d. \tag{7.23}$$

Simplificînd cu viteza Ω, se obține :

$$M = M_s + M_d, \tag{7.24}$$

sau

$$M - M_s = M_d, \tag{7.25}$$

în care s-a definit *cuplul dinamic* prin raportul

$$M_d = \frac{P_d}{\Omega}. \tag{7.26}$$

Relațiile (7.23), (7.25) arată că, atît puterea cît și cuplul dinamic nu sînt mărimi independente, ele fiind determinate de altele. Astfel, puterea dinamică (variația energiei cinetice) se datorește inegalității dintre puterea dată de mașina de acționare și puterea cerută de mașina de lucru. Același raționament conduce la ideea că nici cuplul dinamic nu este de sine stătător, el fiind determinat de cuplurile M și M_s, care sînt independente, produse separat de către motor și mașina de lucru.

Pe baza relațiilor (7.22), (7.25) se obține expresia :

$$M_d = M - M_s = J\frac{d\Omega}{dt} + \frac{\Omega}{2}\frac{dJ}{dt}, \tag{7.27}$$

care constituie *ecuația mișcării de rotație.* Ea servește la rezolvarea tuturor proceselor tranzitorii, adică la determinarea variației în timp a mărimilor cinematice.

În ecuația mișcării, semnul cuplurilor independente M, M_s trebuie să fie în concordanță cu situația momentană a elementelor care le produc. Astfel, mașina de acționare poate funcționa ca motor (avînd cuplu pozitiv), ca frînă sau generator (avînd cuplu negativ). Semnul pozitiv s-a adoptat prin convenție în cazul în care sensul cuplului coincide cu cel al vitezei.

Pentru stabilirea semnului cuplului M_s, se impune o analiză mai atentă, acesta avînd două componente :

— cuplul de frecare, orientat permanent în sens contrar vitezei ;

— cuplul util, corespunzător procesului tehnologic executat.

Cuplurile utile sînt de două feluri :

a) *cupluri reactive,* care se datoresc deformărilor plastice (permanente) ale corpurilor și care realizează numai frînare avînd sensul opus vitezei ;

b) *cupluri potențiale sau oscilante,* care se datoresc deformărilor elastice ale corpurilor sau, în general, acumulărilor de energie potențială, ca în cazul unui arc sau al mecanismelor de ridicare. Aceste cupluri pot avea același sens sau sens opus cu viteza.

Pentru cuplul static rezistent, convenția de adoptare a semnului este aceea că un cuplu este pozitiv dacă are sens contrar vitezei.

Pe baza considerațiilor anterioare, ecuației mișcării i se poate da forma generalizată :

$$(\pm M) - (\pm M_s) = M_d = J\frac{d\Omega}{dt}, \tag{7.28}$$

expresie în care s-a considerat că momentul de inerție al acționării este constant $\left(\text{deci } \frac{dJ}{dt} = 0\right)$, cazul cel mai întîlnit în practică.

Ecuația mișcării de rotație dată (7.28) permite și impune în același timp tragerea unor concluzii :

a) există cuplu dinamic, deci variație a vitezei, numai în cazul inegalității cuplurilor M și M_s ;

b) cuplul dinamic este nul $M_d = 0$, dacă $M = M_s$ rezultînd $\frac{d\Omega}{dt} = 0$, viteza fiind deci constantă. Ecuația mișcării particularizează ecuația echilibrului cuplurilor (7.19) ;

c) semnul cuplurilor din ecuația mișcării (7.28) se determină ținînd cont de regimul de lucru al mașinii de acționare și al mașinii de lucru, dar numai în corelație strictă și momentană cu sensul vitezei de rotație.

Ecuația mișcării a fost scrisă în cazul acționărilor aflate în mișcare de rotație. Un raționament similar se poate realiza la acționările în mișcare de translație, obținîndu-se :

$$(\pm F) - (\pm F_s) = F_d = m \frac{dv}{dt} + \frac{v}{2} \frac{dm}{dt}, \tag{7.29}$$

în care : F este forța de tracțiune ; F_s — forța statică rezistentă ; m — masa sistemului ; v — viteza liniară de deplasare.

7.3.2. RAPORTAREA LA UN ARBORE

Sistemul de acționare simplificat prezentat în figura 7.6 are mașina de acționare și mecanismul de lucru cuplate pe același arbore, adică funcționează cu aceeași viteză. În majoritatea acționărilor utilajelor electromecanice există și o transmisie, care are rolul de a adapta vitezele de funcționare ale motorului și mașinii de lucru. Din cauza vitezelor diferite ale arborilor acționării și cuplurile diferă. Este necesară deci *raportarea* tuturor mărimilor la un singur arbore, de regulă cel al motorului (prin raportarea unei mărimi înțelegînd echivalarea ei cu o alta, avînd aceeași influență asupra sistemului, dar care acționează direct pe arborele la care se face raportarea). În acest fel orice acționare se reduce la una de tipul prezentat în figura 7.6, putîndu-se aplica cu ușurință ecuația mișcării.

7.3.2.1. **Raportarea cuplurilor**

Transmisia sistemului de acționare poate consta în n angrenaje ca în figura 7.6, *b*. Așa cum s-a arătat, fiecare arbore avînd altă viteză de rotație, cuplul static rezistent diferă și el.

Cuplul static rezistent real la arborele mașinii de lucru este M_{sn}. Datorită transmisiei, cuplul static rezistent la arborele motorului are valoarea raportată M_s. Raportarea se face pe baza principiului conservării energiei mecanice. Pierderile de energie care apar în transmisie sînt luate în considerare prin randamente. Astfel, în cazul în care puterea se transmite de la motor la mașina de lucru, randamentul global al transmisiei este :

$$\eta = \frac{P_{ML}}{P_M} = \frac{M_{sn}\Omega_n}{M_s\Omega}, \tag{7.30}$$

în care : $P_{ML}=M_{sn}\Omega_n$ este puterea la arborele mașinii de lucru ;
$P_M=M_s\Omega$ — puterea la arborele motorului.

Raportul total de transmisie al acționărilor este :

$$i=\frac{\Omega}{\Omega_n}; \tag{7.31}$$

cuplul static rezistent raportat rezultă deci de valoarea :

$$M_s=M_{sn}\frac{1}{\eta\cdot i}. \tag{7.32}$$

Dacă mașina de acționare lucrează ca frînă, fluxul energetic are sensul opus cazului anterior, motiv pentru care în expresia cuplului raportat, randamentul apare la numărător, adică :

$$M_s=M_{sn}\frac{\eta}{i}. \tag{7.33}$$

Trebuie făcută precizarea că în relațiile (7.31), (7.32), (7.33), η și i reprezintă randamentul, respectiv raportul de transmitere total al transmisiei. Ele se calculează cu relațiile :

$$\eta=\eta_1\eta_2\ldots,\eta_{k-1}\eta_k\ldots\eta_n, \tag{7.34}$$

$$i=i_1i_2\ldots i_{k-1}i_k\ldots i_n. \tag{7.35}$$

în care η_k și i_k reprezintă randamentul și raportul de transmitere al angrenajului de ordinul k.

7.3.2.2. Raportarea momentelor de inerție

În calculul acționărilor electrice o deosebită importanță o prezintă inerția sistemului. Sistemele complexe au mai mulți arbori, fiecare rotindu-se cu o anumită viteză și avînd un moment de inerție propriu. Prin raportarea momentelor de inerție se înțelege înlocuirea maselor reale aflate în mișcare, printr-o singură masă fictivă, aflată pe arborele mașinii de acționare, dar care are aceeași inerție cu sistemul real. Rezultă că momentul de inerție echivalent J_e trebuie să înmagazineze aceeași energie cinetică ca și masele reale. La scrierea bilanțului energetic se va ține cont și de faptul că energia cinetică înmagazinată se transmite tot de către motor, pe aceeași cale ca și energia utilă, deci tot cu pierderi aproximabile prin randament.

Pe baza considerațiilor anterioare avem :

$$J_e\frac{\Omega^2}{2}=J_m\frac{\Omega^2}{2}+J_1\frac{\Omega_1^2}{2}\frac{1}{\eta_1}+J_2\frac{\Omega_2^2}{2}\frac{1}{\eta_1\eta_2}+\ldots+J_n\frac{\Omega_n^2}{2}\frac{1}{\eta_1\eta_2\ldots\eta_n} \tag{7.36}$$

ceea ce prin împărțire cu $\frac{\Omega^2}{2}$ determină :

$$J_e=J_m+J_1\left(\frac{\Omega_1}{\Omega}\right)^2\frac{1}{\eta_1}+J_2\left(\frac{\Omega_2}{\Omega}\right)^2\frac{1}{\eta_1\eta_2}+\ldots+J_n\left(\frac{\Omega_n}{\Omega}\right)^2\frac{1}{\eta_1\eta_2\ldots\eta_n}. \tag{7.37}$$

Vom putea scrie deci :

$$J_e = J_m + \sum J_k \left(\frac{\Omega_k}{\Omega}\right)^2 \frac{1}{\eta'_k} = J_m + \sum J_k \frac{1}{i'^2_k \eta'_k}, \tag{7.38}$$

în care :

J_m este momentul de inerție al maselor aflate pe arborele motorului care se rotește cu viteza :

J_k — momentul de inerție al maselor aflate pe arborele care se rotește cu viteza Ω_k ;

$\eta'_k = \eta_1 \eta_2 \ldots \eta_k$ — randamentul transmisiei pînă la arborele k ;

$i'_k = i_1 i_2 \ldots i_k$ — raportul de transmisie pînă la arborele k_0.

Dacă mașina de acționare frînează, fluxul energetic fiind inversat, se schimbă locul randamentului, relația (7.38) devenind :

$$J_e = J_m + \sum J_k \left(\frac{\Omega_k}{\Omega}\right)^2 \eta'_k = J_m + \sum J_k \frac{\eta'_k}{i'^2_k}. \tag{7.39}$$

În calculele mai puțin pretențioase, din expresia momentului de inerție echivalent se poate elimina randamentul (presupunîndu-l egal cu 1), deoarece acționarea are perioade de accelerare dar și de frînare, existînd deci o oarecare compensare.

În relațiile (7.38), (7.39) se observă că o pondere însemnată o are momentul de inerție J_m care se confundă de cele mai multe ori cu cel al rotorului motorului. Determinarea momentului de inerție al motorului se face pe baza datelor de catalog. Există însă situații cînd acest lucru nu este posibil. Se recurge în acest caz la soluții experimentale sau teoretice.

Încercările experimentale pe baza cărora se poate determina momentul de inerție al unui motor sînt date în STAS 7005-64, 7814-73, 9904/9-76, precum și în literatura de specialitate [21].

Teoretic, se demonstrează că între momentul de inerție J_m al motorului și cuplul său nominal există o relație de forma :

$$J_m = k M_n^{\frac{5}{3}}, \tag{7.40}$$

care ne arată că momentul de inerție al motorului crește mai repede decît cuplul său nominal.

Expresia (7.40) nu permite un calcul direct al momentului de inerție, deoarece nu se cunoaște pentru fiecare motor valoarea constantei k. Totuși ea este utilă, permițînd determinarea momentului de inerție al rotorului J_1, prin comparație cu o altă mașină, de același tip, cu parametri apropiați, dar al cărui moment de inerție J_2 este cunoscut. Scriind relația (7.40) pentru cele două mașini și împărțindu-le se obține :

$$\frac{J_{m1}}{J_{m2}} = \left(\frac{M_{1n}}{M_{2n}}\right)^{\frac{5}{3}}. \tag{7.41}$$

7.3.2.3. Raportarea mișcării de translație la mișcarea de rotație

Există multe acționări (vehicule, mecanisme de ridicare etc.) la care mișcarea efectuată de corpuri este de translație, chiar dacă antrenarea lor este realizată cu motoare rotative. În acest caz, ca parametri dinamici

avem forțe, iar inerția sistemului este reprezentată de către masa m. Pentru un mecanism de ridicare, schema simplificată este dată în figura 7.7. Pentru ridicarea greutății G trebuie învinsă forța F_s care solicită arborele motorului cu un cuplu M_s'. Raportarea forței la arborele motorului se face pe baza bilanțului puterilor :

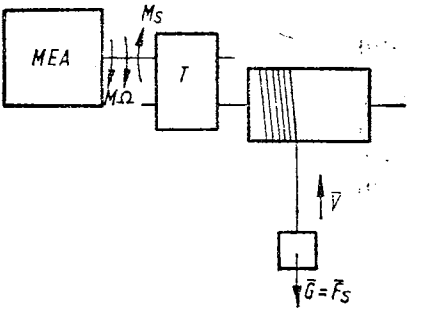


Fig. 7.7. Schema simplificată a unui mecanism de ridicare.

$$P_M = \frac{P_{ML}}{\eta}, \qquad (7.42)$$

adică :

$$M_s\Omega = \frac{F_s v}{\eta}, \qquad (7.43)$$

de unde :

$$M_s = F_s \frac{v}{\Omega}\frac{1}{\eta}. \qquad (7.44)$$

Dacă mașina de acționare frînează, în relația (7.44), se schimbă locul randamentului, rezultînd :

$$M_s = F_s \frac{v}{\Omega}\eta. \qquad (7.45)$$

Raportarea masei, ca element inerțial, se face prin echivalarea energiei sale cinetice cu energia cinetică a unui corp fictiv aflat în mișcare de rotație cu viteza Ω. Vom putea scrie deci :

$$J_e\frac{\Omega^2}{2} = \frac{1}{\eta} m \frac{v^2}{2}, \qquad (7.46)$$

ceea ce duce la relația :

$$J_e = m\frac{v^2}{\Omega^2}\frac{1}{\eta}. \qquad (7.47)$$

Relațiile (7.44), (7.47) pot fi aplicate și invers, adică la raportarea mărimilor din mișcarea de rotație (M_s, J) la mișcarea de translație, adică la determinarea parametrilor F_s și m_e.

7.4. CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE ALE MAȘINILOR DE LUCRU ȘI ALE MAȘINILOR ELECTRICE DE ACȚIONARE

Parametrii și comportarea unei acționări, deci și optimizarea alegerii elementelor componente, depind de procesul tehnologic realizat, respectiv de proprietățile mașinii de lucru. Se impune deci cunoașterea acestor proprietăți, sintetizate prin *caracteristicile mecanice*, care ne dau dependența

dintre cuplul la arbore și un parametru ce poate fi viteza, spațiul, unghiul, timpul.

Cu toată diversitatea de mașini de lucru este utilă o clasificare a caracteristicilor mecanice după forma lor (care poate fi asemănătoare) și nu după apartenența la un anumit sector industrial. În acest fel, se pune în evidență dependența cuplului static rezistent de un singur parametru, primordial în procesul respectiv. Din acest punct de vedere rezultă patru categorii de mașini de lucru.

7.4.1. CUPLUL STATIC REZISTENT DEPENDENT DE VITEZĂ

Pentru a cuprinde toate mecanismele ce intră în această categorie, cuplul static poate fi pus sub forma matematică :

$$M_s = M_{s0} + (M_{sn} - M_{s0}) \left(\frac{\Omega}{\Omega_n} \right)^x, \tag{7.48}$$

în care :

M_{s0} este cuplul rezistent la mersul în gol al mașinii de lucru, a cărui valoare este determinată în general de frecări. Valoarea lui depinde de natura pieselor între care are loc frecarea, de felul frecării (adeziune, alunecare, rostogolire) sau de lubrefiere. Importanța fiecărui factor este deosebită, lucru dovedit de cazul lagărelor de alunecare. Aici, în timpul mișcării, ungerea este asigurată de o peliculă de ulei care elimină contactul metalic. În timpul repausului, această peliculă este întreruptă, motiv pentru care la pornire cuplul de frecare poate avea valoare mare ;

M_{sn} — cuplul nominal al mașinii de lucru, dezvoltat la viteza nominală Ω_n ;

x — un exponent care, prin valorile sale, particularizează diversele tipuri de caracteristici.

Astfel, pentru $x=0$, avem $M_s = M_{sn}$, adică cuplul static rezistent este constant, cum este cazul mașinilor de ridicat, benzilor transportoare cu încărcare constantă, rabotezelor, laminoarelor nereversibile etc. Cuplul dezvoltat, precum și puterea la arbore (calculată cu relația $P_s = M_s \Omega$), sînt date în figura 7.8, *a*.

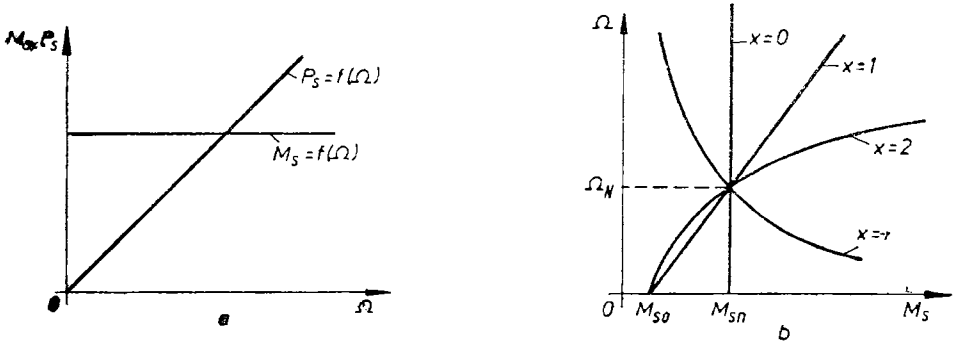


Fig. 7.8. Caracteristici mecanice de mașini de lucru :

a — cu cuplu static rezistent constant (și putere corespunzătoare) ; *b* — cu cuplu static rezistent dependent de viteză.

Pentru $x=1$, avem :

$$M_s M_{s0}+(M^{sn}-M_{s0})\frac{\Omega}{\Omega_n} \tag{7.49}$$

adică o dependență liniară cu viteza (fig. 7.8, *b*), ca în cazul acționării unui generator de c.c. cu excitație constantă sau al calandrelor și valțurilor din industria cauciucului.

Pentru $x=2$, avem :

$$M_s=M_{s0}+(M_{sn}-M_{s0})\left(\frac{\Omega}{\Omega_n}\right)^2, \tag{7.50}$$

adică o dependență pătratică (fig. 7.8, *b*). O caracteristică de acest fel se numește de tip ventilator, deoarece este dezvoltată la arbore de ventilatoare, turbocompresoare și pompe centrifuge.

Pentru $x=-1$, avem :

$$M_s=M_{s0}+(M_{sn}-M_{s0})\frac{\Omega_n}{\Omega}, \tag{7.51}$$

adică o caracteristică hiperbolică (fig. 7.8, *b*) întîlnită la acționarea strungurilor și mai ales, la mașinile de înfășurat tablă sau hîrtie. În aceste cazuri, în timpul procesului tehnologic, desfășurat la viteza v constantă, forța de tracțiune din material trebuie să fie menținută constantă, indiferent de diametrul rolei (fig. 7.9). Odată cu acumularea de material, diametrul rolei crește, ducînd la scăderea vitezei unghiulare Ω și la majorarea cuplului static rezistent M_s. Caracteristica mecanică hiperbolică, trasată pentru situația $M_{s0}=0$, este dată în figura 7.8, *b*, împreună cu cele corespunzătoare lui $x=0$, 1, 2.

Caracteristica mecanică, prezentată în forma $M_s=f(\Omega)$, prezintă o deosebită importanță rezultată din ecuația echilibrului cuplurilor. Viteza de funcționare staționară a unei acționări se obține la intersecția caracteristicilor mecanice ale motorului $M=f(\Omega)$ și mașinii de lucru $M_s=f(\Omega)$, (fig. 7.10).

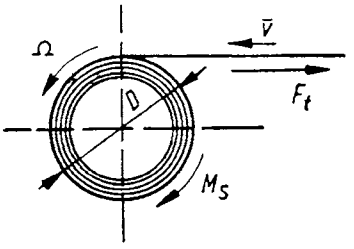


Fig. 7.9. Mecanism de înfășurare.

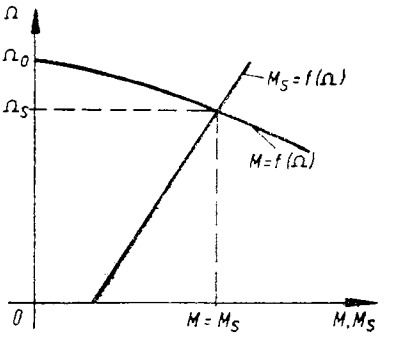


Fig. 7.10. Determinarea vitezei de funcționare staționară a unei A.E.

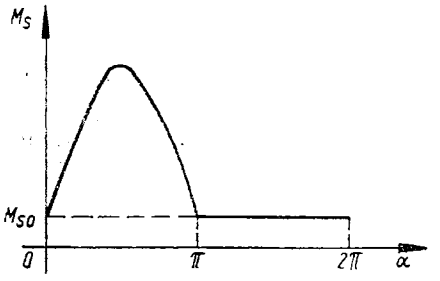


Fig. 7.11. Cuplul static rezistent al unei foarfece de tăiat tablă.

7.4.2. CUPLUL STATIC DEPENDENT DE UNGHIUL DE ROTAȚIE SAU DE DRUM

Este cazul utilajelor care au în componență mecanisme bielă-manivelă, dintre care enumerăm ferăstraie mecanice, ciocane, pompe, foarfece de metal etc. În figura 7.11 este dată diagrama $M_s = f(\alpha)$ pentru un foarfece de tăiat tablă, cu lamă înclinată. În intervalul 0—π are loc tăierea tablei, dependența fiind sinusoidală datorită mecanismului bielă-manivelă. În intervalul π—2π se face revenirea lamei, în poziția inițială, cuplul corespunzînd valorii de mers în gol.

Trenurile, tramvaiele și alte vehicule au cuplul static rezistent dependent de drumul parcurs. Același lucru caracterizează și acționarea ascensoarelor și instalațiilor de extracție minieră fără funie de echilibrare.

La vehicule, cuplul M_s depinde de spațiul parcurs datorită declivităților variabile și a curbelor căilor de rulare. Dar, în același timp, cuplul static depinde și de viteză, datorită frecărilor cu aerul.

7.4.3. CUPLUL STATIC REZISTENT DEPENDENT DE TIMP

Avînd în vedere că toate procesele se desfășoară în timp, s-ar putea determina o caracteristică $M_s = f(t)$ pentru fiecare utilaj. Dealtfel, cuplul M_s depinde de timp și în cazurile anterioare, dar prin unul din parametrii luați în considerare (Ω, α, S). Există însă mecanisme la care cuplul static poate fi reprezentat numai funcție de timp, cazul tipic fiind al laminoarelor și în special al celor reversibile.

După forma de variație în timp a curbei cuplului, deosebim :

— mașini de lucru cu funcționare de durată și sarcină constantă sau puțin variabilă (ventilatoare, pompe, benzi transportoare) ;

— mașini de lucru cu funcționare de durată, dar cu încărcare variabilă (laminoare, mașini unelte etc.) ;

— mașini de lucru cu funcționare intermitentă, la care perioadele de funcționare alternează cu perioade de pauză.

În STAS 1893-72, se precizează cele *8 servicii tip,* care nu reprezintă altceva decît o clasificare mai amănunțită a curbelor cuplului, după forma de variație în timp. Dealtfel, trebuie precizat că, indiferent de tipul mecanismului de lucru, pentru calculul puterii motorului, trebuie determinată diagrama de sarcină $M_s = f(t)$.

7.4.4. CARACTERISTICILE MECANICE ALE MAŞINILOR ELECTRICE DE ACŢIONARE

În cadrul sistemului de acţionare, maşina electrică trebuie să îndeplinească toate condiţiile cerute în procesul tehnologic, adică să asigure un cuplu M la o anumită viteză Ω, care, uneori, trebuie să fie reglabilă. Funcţia $\Omega = f(M)$ reprezintă pentru o maşină electrică caracteristica sa mecanică.

Caracteristicile mecanice ale maşinii pot fi statice sau dinamice. Cele statice reprezintă dependenţa $\Omega = f(M)$ prin puncte de funcţionare staţionară obţinute în cazul echilibrului cuplurilor ($M = M_{s1}$). Dacă cuplul static rezistent îşi schimbă valoarea la M_{s2}, iar procesul tranzitoriu, de trecere de la vechea viteză staţionară Ω_1, la cea nouă Ω_2, se desfăşoară suficient de lent, putem considera că punctul de funcţionare descrie în deplasarea lui tocmai caracteristica mecanică statică. Caracteristicile dinamice reprezintă dependenţa $\Omega = f(M)$ în care Ω şi M reprezintă valori momentane, obţinute în timpul unui proces tranzitoriu rapid, care este caracterizat prin $M \neq M_s$.

Toate maşinile electrice au o mare diversitate de caracteristici mecanice statice. Una din ele poartă numele de *caracteristică mecanică naturală* şi este locul geometric al punctelor de funcţionare staţionară, pentru diferite încărcări şi viteze, în cazul în care maşina este alimentată la tensiunea şi frecvenţa nominală iar în circuitul ei nu există reostate, bobine sau alte elemente suplimentare de circuit. Toate celelalte caracteristici, obţinute în alte condiţii decît cea naturală se numesc *caracteristici mecanice artificiale.*

Clasificarea maşinilor electrice se face de obicei după forma caracteristicii mecanice naturale, criteriu care le grupează în trei categorii:

a) Cu *caracteristică mecanică naturală absolut rigidă* (curba *1* din figura 7.12), la care indiferent de încărcare avem viteza constantă; este cazul maşinii sincrone;

b) Cu *caracteristică mecanică naturală rigidă* (curba *2* din figura 7.12) la care viteza Ω are o uşoară scădere la creşterea cuplului; este cazul maşinii de c.c. cu excitaţie derivaţie, al maşinii asincrone şi al maşinii trifazate derivaţie cu colector;

c) Cu *caracteristică mecanică naturală moale* sau *elastică* (curba *3* din figura 7.12), la care viteza Ω are o scădere puternică odată cu creşterea încărcării; este cazul maşinii de c.c. cu excitaţie serie şi al maşinii monofazate sau trifazate serie cu colector.

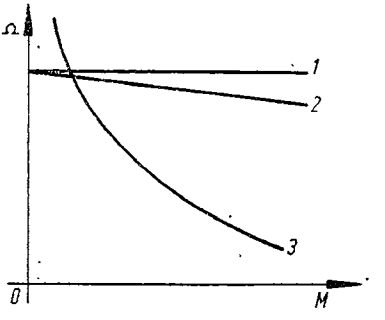


Fig. 7.12. Caracteristici mecanice de motoare electrice de acţionare.

7.5. STABILITATEA FUNCŢIONĂRII ACŢIONĂRILOR ELECTRICE

Orice sistem se poate găsi într-un echilibru stabil sau instabil. În cazul acţionărilor electrice, conform ecuaţiei de echilibrare a cuplurilor (relaţia 7.19), punctul de funcţionare staţionară se

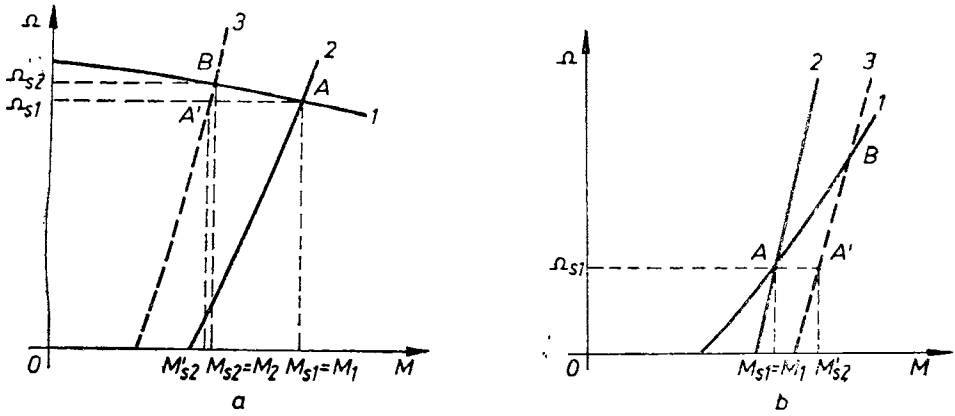


Fig. 7.13. Funcționarea sistemului de acționare electrică : *a* — stabilă; *b* — instabilă.

găsește la intersecția caracteristicilor mecanice ale motorului și mașinii de lucru.

Astfel, în figura 7.13, punctul de funcționare este *A*, corespunzător vitezei Ω_{s1} și a fost determinat la intersecția caracteristicii motorului (curba *1*) cu cea a mașinii de lucru (curba 2). Punctul *A* corespunde unei funcționări *stabile*, deoarece orice perturbație care acționează asupra sistemului determină un proces tranzitoriu în urma căruia se obține un nou punct de funcționare staționară. În figura 7.13, *a*, perturbația este materializată prin schimbarea caracteristicii mecanice a mașinii de lucru (curba *3*). În primul moment după apariția perturbației, datorită inerției sistemului, viteza nu se schimbă. Deci cuplul dezvoltat de motor rămîne tot M_1, în schimb cuplul static rezistent are acum valoarea M'_{s2} (punctul A'). Deoarece $M_1 > M'_{s2}$, acționarea se accelerează, viteza crește, ducînd la diminuarea treptată a cuplului motorului și la creșterea cuplului static rezistent pînă în punctul *B*, care corespunde unui nou echilibru (pentru $M_2 = M_{s2}$). Astfel, viteza acționării s-a stabilizat la o nouă valoare staționară Ω_{s2} .

În figura 7.13, *b* este exemplificat cazul unei acționări *instabile*. Inițial punctul de funcționare este *A*. Apare o perturbație care schimbă caracteristica mașinii de lucru (curba *3*). În momentul inițial, viteza rămîne Ω_{s1} , deci cuplul static rezistent crește la valoarea M'_{s2} (punctul A') iar cuplul motorului rămîne M_1. Deoarece $M'_{s2} > M_1$ acționarea se frînează, deci viteza scade treptat, fapt ce produce scăderea cuplurilor motorului și mașinii de lucru. Dar scăderea cuplului motorului este mai accentuată, astfel încît cuplul dinamic ($M_d = M - M_s$) crește, frînarea fiind din ce în ce mai puternică, producîndu-se în final oprirea. În acest fel, în loc să-și stabilizeze funcționarea într-un nou punct (punctul *B*), acționarea se oprește. În concluzie, funcționarea unei acționări este instabilă dacă procesul tranzitoriu care urmează apariției unei perturbații nu determină o nouă funcționare staționară.

Perturbațiile care apar într-un sistem de acționare pot modifica atît caracteristica mașinii de lucru cît și pe aceea a motorului. La mașina de lucru, perturbațiile se datoresc în special modificărilor procesului tehnologic. Ca exemplu, la un strung, schimbîndu-se dimensiunea sau calitatea materialului brut, șpanul tăiat se modifică, ceea ce înseamnă un nou cuplu static rezistent. La motor, apar perturbații datorită schimbării ten-

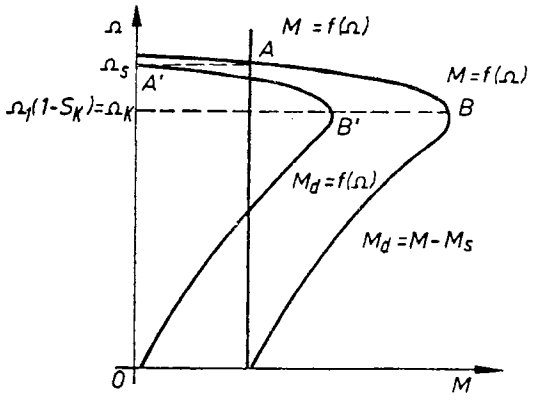


Fig. 7.14. Stabilitatea acționărilor cu motor asincron.

siunii sau frecvenței rețelei, măririi rezistenței înfășurărilor prin încălzire etc., toate acestea determinînd o schimbare a caracteristicii mecanice.

Avînd în vedere importanța stabilității în funcționare, este necesară determinarea unui criteriu valabil pentru acționările electrice. Se demonstrează [21] că, pentru stabilitate în funcționare, la o creștere a vitezei (adică $d\Omega > 0$) trebuie să avem o diminuare a cuplului dinamic $dM_d < 0$ și invers. Matematic, condiția poate fi pusă sub forma relației :

$$\frac{dM_d}{d\Omega} < 0. \tag{7.52}$$

Să aplicăm această condiție în cazul acționării cu motor asincron. Curbele cuplurilor fiind cunoscute, cuplul dinamic rezultă prin diferență, așa cum se arată în figura 7.14. Condiția, impusă de relația (7.52), este satisfăcută numai pe porțiunea $A'B'$ a curbei $\Omega = f(M_d)$. Deci, intervalul de funcționare staționară stabilă, la acționările cu mașină asincronă, este între viteza de sincronism și viteza corespunzătoare alunecării critice.

Stabilitatea, așa cum a fost studiată anterior, este denumită *statică*, deoarece s-a presupus că procesele tranzitorii au fost destul de lente încît punctul de funcționare să descrie caracteristicile mecanice statice ale mașinilor.

Dacă însă avem perturbații care determină variații foarte rapide ale cuplurilor, punctul de funcționare va descrie caracteristicile dinamice și deci va trebui studiată o *stabilitate dinamică*, ale cărei criterii sînt mult mai complexe.

7.6. PROCESE NESTAȚIONARE ÎN FUNCȚIONAREA SISTEMELOR DE ACȚIONARE

7.6.1. GENERALITĂȚI. METODE DE STUDIU

Prin proces nestaționar sau regim tranzitoriu al unui sistem de acționare se înțelege regimul de funcționare care are loc în intervalul de timp în care mărimile funcționale, cum ar fi turația, curenții, tensiunile

etc. variază de la anumite valori staționare (permanente) spre alte valori staționare.

Asemenea procese au loc la pornirea motoarelor electrice de acționare, la reglarea turației, la frînarea și reversarea lor etc. Fenomene tranzitorii apar în cadrul acționărilor electrice și în cazul variațiilor de sarcină legate de procesul de producție sau la variații ale mărimilor electrice provocate de cauze întîmplătoare (de exemplu, variația tensiunii sau a frecvenței rețelei) sau de deranjamente.

Caracterul și intensitatea proceselor tranzitorii au, în general, o importanță deosebită pentru funcționarea acționării, uneori rezultînd chiar situații în care procesul nestaționar poate avea consecințe grave asupra motorului, a transmisiei etc. (la apariția, pe parcursul procesului, a unor valori exagerat de mari ale unor mărimi funcționale).

Pe de altă parte, este de dorit ca anumite procese tranzitorii, cum ar fi cele de la pornire, frînare etc., să aibă o durată scurtă, în strînsă legătură cu tendința de creștere a productivității muncii și a ameliorării calității produselor prelucrate.

Toate acestea explică importanța pe care o prezintă cunoașterea modului în care se desfășoară diferitele procese nestaționare în cadrul acționărilor electrice, atît pentru proiectarea, cît și pentru exploatarea lor.

Studiul analitic exact al fenomenelor este deosebit de complicat, în general, datorită complexității proceselor și a numărului mare de elemente care influențează fenomenele : proprietățile mașinii de lucru, tipul motorului de acționare, însușirile transmisiei mecanice, structura instalației de comandă și, evident, manevrarea care se efectuează.

Fenomenele tranzitorii sînt, de asemenea, influențate de inerția mecanică a diferitelor organe în mișcare, de inerția electromagnetică datorită inductivităților înfășurărilor mașinii electrice și de inerția termică a diverselor elemente. Fiecare dintre acestea este caracterizată de o constantă de timp determinată.

În aceste condiții, respectivele procese tranzitorii se exprimă, în general, sub forma unor sisteme de ecuații diferențiale complexe, de multe ori neliniare. Rezolvarea lor devine astfel laborioasă, cîteodată imposibilă în mod riguros.

Pornind de la observația că influența diferitelor mărimi este inegală, în cazul în care nu se cere o exactitate prea mare, studiul se face în condițiile unor ipoteze simplificatoare. Astfel, întrucît procesele mecanice și cele electromagnetice decurg într-un interval de timp scurt, schimbările de temperatură sînt, obișnuit, neînsemnate și ca atare se neglijează. De asemenea, dacă se admite că procesele au loc relativ lent, inerția electromagnetică poate fi și ea neglijată și procesul poate fi considerat ca reducîndu-se la un fenomen tranzitoriu avînd un caracter mecanic.

Astfel de fenomene sînt determinate, în general, de ecuația diferențială a mișcării și de ecuații algebrice privind legăturile dintre mărimile electrice și magnetice ale motorului electric.

Dacă procesele sînt rapide, trebuie avute în vedere și procesele tranzitorii din circuitele electrice, în acest caz ecuațiile care caracterizează fenomenele devenind, evident, mai complexe.

Urmărirea fenomenelor se complică și mai mult în cazul acționărilor cu comandă automată (cînd intervin și inerțiile mecanice și electromagnetică ale aparatelor de comandă — deci rezultă noi ecuații), respectiv în cel al instalațiilor de acționare electrică complexe.

În aceste situații se caută ca prin admiterea unor ipoteze simplificatoare cu valabilitate satisfăcătoare, sistemul de ecuații diferențiale să devină liniar. Rezolvarea acestuia se face prin mijloacele clasice sau prin folosirea transformatei Laplace (care dă posibilitatea construirii unui model matematic, scrierii funcțiilor de transfer între diversele mărimi și stabilirii pe această cale a modului de variație a mărimilor de ieșire).

Dat fiind dificultățile care se ridică și în scopul unui studiu cît mai exact, în asemenea cazuri, se recurge la ajutorul calculatoarelor analogice și numerice.

Avantajele modelării funcțiilor de transfer pe calculatorul analogic constau în numărul relativ redus de elemente de modelare necesare și în faptul că rezultatele obținute la osciloscop sînt de aceeași formă ca și mărimile măsurate.

Modelarea analogică poate fi folosită numai pentru părți ale sistemului de acționare (de exemplu : motorul electric), la modelarea întregului sistem intervenind un număr prea mare de operatori. Experiența obținută în tehnica de calcul cu calculatorul numeric permite, în prezent, elaborarea unor modele capabile să descrie complet funcționarea unui sistem de acționare în ansamblul său, în cele mai diverse situații.

În cele ce urmează se va prezenta modul în care se studiază procesele tranzitorii care intervin în cadrul acționărilor electrice pentru cazurile :

a) cînd procesele nestaționare din circuitele electrice pot fi neglijate ;

b) cînd ele nu sînt neglijabile, dar prin admiterea unor ipoteze, problema poate fi soluționată prin metodele analizei matematice.

Exemple de modelare analogică și numerică a unor procese tranzitorii întîlnite în acționările cu motoare de c.c. și de c.a. sînt prezentate în [11].

7.6.2. PROCESE NESTAȚIONARE LENTE

În cazul în care procesul tranzitoriu care intervine are un caracter lent, cum ar fi pornirea sau frînarea în trepte a unui sistem motor-mașină de lucru, variațiile de curent în circuitele electrice au același caracter, astfel că se poate considera că $di/dt=0$.

În această situație, procesul tranzitoriu poate fi considerat ca fiind numai de natură mecanică, definit de ecuația de mișcare mecanică.

Din ecuația de mișcare rezultă că durata procesului nestaționar este

$$t=J\int\frac{d\Omega}{M-M_s} \tag{7.53}$$

integrala efectuîndu-se între limitele reprezentate de viteza unghiulară inițială Ω_i și cea finală Ω_f. Pentru efectuarea integralei este necesar desigur să se cunoască variația în funcție de Ω (sau de n) a cuplului dinamic, $M_d=M-M_s$.

Un deosebit interes îl prezintă cunoașterea duratei de pornire a sistemului de acționare, ca și durata accelerărilor sau decelerărilor (la modificări de turație, la frînări etc.), ea influențînd direct productivitatea instalației.

În cele mai multe cazuri cuplul M_d depinde de viteza unghiulară după o funcție în general greu de descris analitic. Sînt însă și situații în

care acest cuplu poate fi exprimat într-o formă convenabilă. De exemplu, la pornirea în trepte cu ajutorul unui reostat rotoric al unui motor care antrenează un mecanism cu $M_s = \text{const.}$,

$$M_d \cong \alpha M_n - M_s = \text{const.}, \tag{7.54}$$

unde αM_n este egal cu cuplul mediu corespunzător cuplurilor M_{pmax} și M_{pmin}.

Ținînd seama de (7.54), *timpul de pornire* t_p rezultă ca fiind

$$t_p = \frac{J\Omega_f}{M_d} \tag{7.55}$$

(constanta de integrare este nulă, deoarece la $t=0$ corespunde $\Omega_i = 0$). Viteza finală Ω_f corespunde turației de regim, la $M = M_s$, avînd valoarea $\Omega_f = 0{,}95\,\Omega_0$ (presupunînd o pornire în plină sarcină).

În mod similar se poate determina, dacă $M_s = \text{const.}$, *timpul de frînare* t_f de la viteza unghiulară Ω_1 la viteza unghiulară Ω_2 cu relația

$$t_f = \frac{J(\Omega_1 - \Omega_2)}{M_d}. \tag{7.56}$$

Cînd ecuația de mișcare poate fi pusă sub o formă care să nu conțină ca variabile decît timpul și viteza unghiulară (sau o mărime echivalentă : turație, alunecare), pe lîngă durata procesului se poate determina, pe cale analitică, și modul de variație a vitezei unghiulare (turației). Să considerăm, de exemplu, o acționare la $M_s = \text{const.}$ cu un motor asincron, la care intervine o modificare a turației.

Pentru că la un motor asincron $n = n_1(1-s)$ rezultă că

$$\frac{dn}{dt} = -n_1 \frac{ds}{dt}$$

și deci ecuația de mișcare devine

$$M - M_s = -2\pi J n_1 \frac{ds}{dt}. \tag{7.57}$$

Funcționarea avînd loc în domeniul alunecărilor mici

$$M \cong 2\,M_m \frac{s}{s_m}. \tag{7.58}$$

Rezultă că

$$\frac{M}{s} = \frac{M_s}{s'} = \frac{M_n}{s_n}, \tag{7.59}$$

unde s' reprezintă alunecarea corespunzînd situației $M_d = 0$, s și M — alunecarea la un moment dat și cuplul corespunzător dezvoltat de motor, iar s_n și M_n — alunecarea și cuplul nominal.

Egalitățile (7.59) permit să se scrie că

$$\frac{M - M_s}{s - s'} = \frac{M_n}{s_n}, \qquad M - M_s = \frac{M_n}{s_n}(s - s'). \tag{7.60}$$

Prin urmare :

$$M_a = \frac{M_n}{s_n}(s - s') = -2\pi J n_1 \frac{ds}{dt}. \tag{7.61}$$

Separînd variabilele şi notînd

$$T_m = 2\pi J \frac{s_n}{M_n} \cdot n_1, \tag{7.62}$$

unde T_m este aşa-numita *constantă de timp mecanică* a acţionării, prin integrare rezultă

$$-\frac{t}{T_m} = \ln(s - s') + C,$$

respectiv

$$s - s' = K \cdot e^{-t/T_m}. \tag{7.63}$$

Dacă la $t = 0$ alunecarea are valoarea s_i, soluţia ecuaţiei este

$$s = s' + (s_i - s')\, e^{-t/T_m}, \tag{7.64}$$

care conduce la expresia turaţiei

$$n = n' + (n_i - n')\, e^{-t/T_m}. \tag{7.65}$$

Dacă n_f reprezintă turaţia la finele fenomenului tranzitoriu, durata lui rezultă

$$t = T_m \log \frac{n_i - n'}{n_f - n'}. \tag{7.66}$$

Relaţiile (7.65) şi (7.66) descriu complet fenomenul tranzitoriu mecanic studiat.

În cazurile în care M_a nu se poate exprima sub o formă convenabilă, pentru ca integrala (7.53) să poată fi efectuată se recurge la procedee de integrare numerică şi grafică sau grafo-analitică.

Pentru a exemplifica posibilităţile de studiu grafo-analitice ne vom referi la procesul de pornire prin conectare directă a unui motor asincron, mai simplu de urmărit.

Se reprezintă (fig. 7.15) caracteristicile mecanice $n = f(M)$ şi $n = f(M_s)$, cunoscute. Prin scădere grafică se stabileşte curba $n = f(M_a)$. Se împarte segmentul OA într-un număr de intervale Δn arbitrare (eventual egale, ca în figura 7.15) şi se apreciază pentru fiecare interval valoarea medie a cuplului de accelerare M_{ai}. Timpul de accelerare pe intervalul Δn_i rezultă

$$\Delta t_{ai} \cong 2\pi J \frac{\Delta n_i}{M_{ai}}, \tag{7.67}$$

iar timpul de pornire sub forma

$$t_p \cong \sum \Delta t_{ai}. \tag{7.68}$$

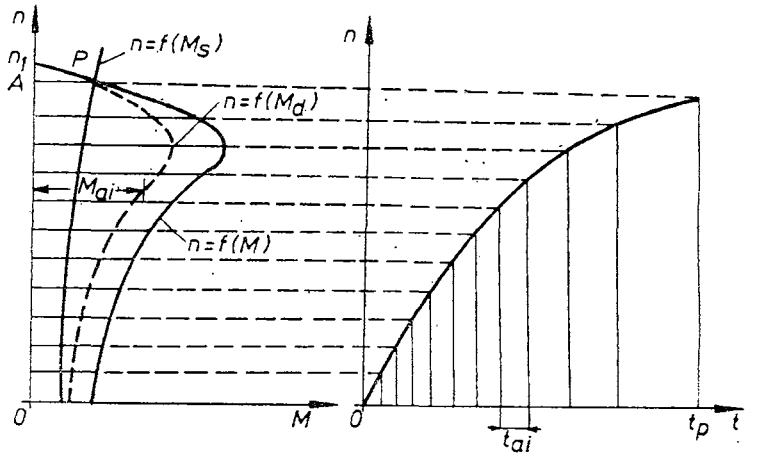


Fig. 7.15. Explicativă la procesul de pornire prin conectare directă a unui motor asincron.

7.6.3. PROCESE NESTAȚIONARE RAPIDE

În cazul în care procesele sînt rapide, respectiv constantele de timp electromagnetice ale circuitelor electrice, de tipul L/R, nu sînt atît de mici încît regimul electromagnetic să poată fi considerat cvasistaționar, procesele tranzitorii electromagnetice nu mai pot fi neglijate. Procesul tranzitoriu urmează a fi studiat, în asemenea situații, pe baza ansamblului de ecuații care definesc desfășurarea lui.

În cele ce urmează se va studia, spre exemplificare, modalitatea de studiu a proceselor tranzitorii la motorul de curent continuu cu excitația în paralel, cînd $M_s=\text{const.}$ Vom neglija influența curenților turbionari și a variației inductivității înfășurării rotorului, respectiv a reacției de indus.

Procesul tranzitoriu este definit de ecuațiile

$$U=Ri+L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+u_e, \tag{7.69}$$

$$M-M_s=J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}. \tag{7.70}$$

Pentru că s-a presupus $\Phi=\text{const.}$, deci $M=k_M\Phi i=ci$, din (7.70) rezultă

$$d\Omega=\frac{1}{J}(ci-M_s)\,\mathrm{d}t,$$

cu care ecuația (7.69) devine

$$U=Ri+L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+\frac{C'}{J}\int(ci-M_s)\,\mathrm{d}t \tag{7.71}$$

în care $C'=k_e\Phi/2\pi$.

Derivînd ecuația (7.71) în raport cu timpul se obține

$$\frac{d^2i}{dt^2}+\frac{R}{L}\cdot\frac{di}{dt}+\frac{cC'}{LJ}i=\frac{C'}{LJ}M_s. \tag{7.72}$$

Notînd cu

$$T=\frac{L}{R},\quad T_{em}=\frac{RJ}{cC'}, \tag{7.73}$$

constanta de timp electromagnetică și respectiv *constanta de timp electromecanică,* ecuația (7.72) devine

$$\frac{d^2i}{dt^2}+\frac{1}{T}\cdot\frac{di}{dt}+\frac{i}{T\cdot T_{em}}i=\frac{M_s}{cT\cdot T_{em}}. \tag{7.74}$$

Ecuația diferențială pentru variabila Ω se poate determina pornind tot de la ecuația mișcării

$$ci-M_s=J\frac{d\Omega}{dt},$$

din care rezultă

$$i=\frac{J}{c}\cdot\frac{d\Omega}{dt}+\frac{M_s}{c}\quad\text{și}\quad\frac{di}{dt}=\frac{J}{c}\cdot\frac{d^2\Omega}{dt^2}.$$

Înlocuind în (7.69), efectuînd calculele și considerînd că $U=U_{e0}=C'\Omega_0$, se obține ecuația

$$\frac{d^2\Omega}{dt^2}+\frac{1}{T}\cdot\frac{d\Omega}{dt}+\frac{1}{T\cdot T_{em}}\Omega=\frac{\Omega_s}{T\cdot T_{em}}, \tag{7.75}$$

unde, pentru simplificare, s-a notat

$$\Omega_s=\Omega_0\left(1-\frac{RM_s}{cC'}\cdot\frac{1}{\Omega_0}\right). \tag{7.76}$$

Se observă că ecuațiile (7.74) și (7.75) au aceeași formă și, prin urmare, le corespunde aceeași ecuație caracteristică

$$\lambda^2+\frac{1}{T}\lambda+\frac{1}{T\cdot T_{em}}=0, \tag{7.77}$$

avînd rădăcinile

$$\lambda_{1,2}=-\frac{1}{2T}\pm\sqrt{\frac{1}{4T^2}-\frac{1}{T\cdot T_{em}}}. \tag{7.78}$$

Soluțiile generale ale ecuațiilor (7.74) și (7.75) sînt prin urmare

$$i=A_1e^{\lambda_1 t}+A_2e^{\lambda_2 t}+i', \tag{7.79}$$

$$\Omega=B_1e^{\lambda_1 t}+B_2e^{\lambda_2 t}+\Omega', \tag{7.80}$$

în care

$$i' = \frac{M_s}{cT \cdot T_{em}} : \frac{1}{T \cdot T_{em}} = \frac{M_s}{c} = I_s,$$

$$\Omega' = \frac{\Omega_s}{T \cdot T_{em}} : \frac{1}{T \cdot T_{em}} = \Omega_s. \tag{7.81}$$

Constantele de integrare se determină din condițiile inițiale, diferite după cum se referă la pornire, frînare, modificarea încărcării etc.

În cazul manevrelor în trepte (de exemplu, la pornirea cu reostat rotoric) $A_{1,2}$ și $B_{1,2}$ se determină pentru fiecare treaptă, avînd în vedere că și λ_1, respectiv λ_2 se modifică prin intermediul constantelor de timp T și T_{em} (R își schimbă valoarea).

Expresiile (7.79) și (7.80), avînd constantele de integrare precizate, permit determinarea variației în timp a curentului rotoric și a vitezei unghiulare pe parcursul procesului tranzitoriu urmărit, desigur în ipotezele admise.

7.6.4. ACȚIONĂRI CU ȘOCURI DE SARCINĂ

O categorie importantă de fenomene nestaționare o constituie acele procese care însoțesc funcționarea unor sisteme de acționări caracterizate prin aceea că cuplul de sarcină variază cu șocuri de diferite forme. Asemenea situații intervin la acționarea mașinilor de forjat, a preselor, a gaterelor ș.a.

Variația cuplului de sarcină poate avea loc după grafice în trepte rectangulare, dar și după alte forme. În general, graficele de sarcină de o formă oarecare pot fi aproximate cu grafice de prima categorie, ceea ce ușurează urmărirea fenomenelor.

Forma cea mai generală a unui grafic de sarcină în trepte este acela în care șocurile de cuplu și intervalele de timp cît au loc sînt inegale. O astfel de situație este reprezentată în figura 7.16.

Dacă intervalele t_i sînt mici (în general inferioare timpului $t \cong 4\ T_{em}$ motorul nu poate atinge un regim tranzitoriu.

Dacă se neglijează fenomenele tranzitorii electromagnetice (mult mai scurte decît cele mecanice), procesul tranzitoriu este definit de ecuația mișcării.

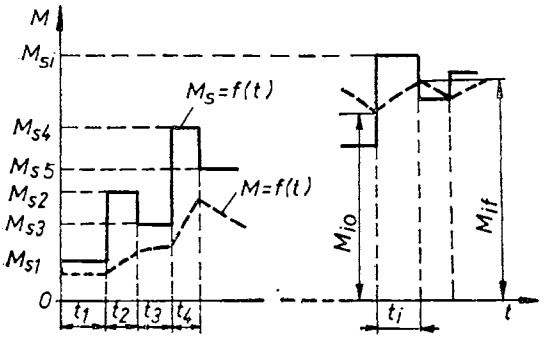


Fig. 7.16. Grafic de sarcină în trepte inegale.

Să considerăm că motorul de acționare este un motor asincron și deci este valabilă relația (7.57),

$$M - M_s = -2\pi J n_1 \frac{ds}{dt}.$$

Observînd că, conform (7.59),

$$s = M \frac{s_n}{M_n},$$

pentru intervalul de timp de ordinul i ecuația mișcării devine

$$M = M_{si} - T_{em} \frac{dM}{dt}, \tag{7.82}$$

unde constanta de timp electromagnetică

$$T_{em} = \frac{J\Omega_1 s_n}{M_n}. \tag{7.83}$$

Soluția generală a ecuației diferențiale (7.82) este

$$M = M_{si} + Ce^{-t/T_{em}}, \tag{7.82, a}$$

unde constanta de integrare C corespunde condiției inițiale (pentru intervalul de timp dat) conform căreia la $t=0$ cuplul $M=M_{i0}$. Rezultă că $C=M_{i0}-M_{si}$ și deci

$$M = M_{si} - (M_{si} - M_{i0})\, e^{-t/T_{em}}. \tag{7.84}$$

Dacă valoarea cuplului electromagnetic M_{i0} la începutul intervalului t_i este inferioară cuplului de sarcină M_{si}, cuplul M crește în intervalul de timp respectiv (ca în figură); dacă $M_{i0} > M_{si}$, cuplul M se micșorează (de exemplu, în intervalul următor lui t_i).

Dacă șocurile de sarcină sînt egale și periodice (fig. 7.17), intervalele de timp active t_a se succed cu intervale de timp pasive t_p identice, cuplul M variind între o valoare minimă M_m și una maximă M_M.

În intervalele de timp active t_a relația (7.84) devine

$$M = M_{sM} - (M_{sM} - M_m)\, e^{-t/T_{em}}, \tag{7.84, a}$$

iar în intervalele de timp t_p

$$M = M_{sm} - (M_{sm} - M_m)\, e^{-t/T_{em}}. \tag{7.84, b}$$

Cuplurile M_m și M_M se pot determina observînd că cuplul M în momentul inițial al unui șoc este egal cu cuplul M de la finele unui interval pasiv, respectiv că la începutul unui interval pasiv (la $t=0$ pentru acest interval) cuplul M are valoarea corespunzătoare momentului de încheiere a intervalului activ precedent.

Rezultă în acest fel că

$$M_m = M_{sm} - (M_{sm} - M_M)\, e^{-t_p/T_{em}},$$

$$M_M = M_{sM} - (M_{sM} - M_m)\, e^{-t_a/T_{em}}.$$

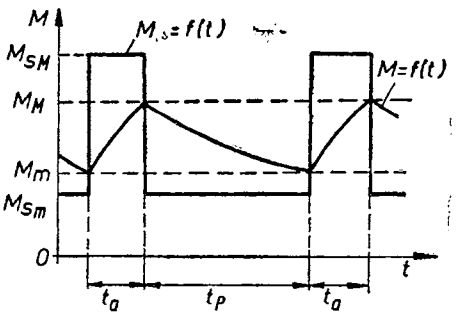


Fig. 7.17. Grafic de sarcină în trepte egale și periodice.

Soluțiile acestui sistem de două ecuații, după efectuarea calculelor, rezultă :

$$M_m = M_{sM} - (M_{sM} - M_{sm}) \frac{1 - e^{-t_y/T_{em}}}{1 - e^{-t_c/T_{em}}},$$

$$M_M = M_{sm} - (M_{sm} - M_{sM}) \frac{1 - e^{-t_a/T_{em}}}{1 - e^{-t_c/T_{em}}}, \qquad (7.85)$$

unde prin t_c s-a notat perioada unui ciclu $t_c = t_a + t_p$.

Introducînd aceste valori ale lui M_m și M_M în relațiile (7.84, *a* și *b*) variația cuplului în timp este complet precizată.

Ecuația (7.84, *a*) arată că cuplul dezvoltat în perioada de șoc este cu atît mai mic cu cît T_{em} este mai mare, adică cu cît momentul de inerție J este mai important.

Se poate deduce în mod simplu că, în ipoteza unei caracteristici mecanice liniare a motorului de acționare, variația turației în timp este descrisă de ecuații asemănătoare ca formă ecuațiilor (7.84, *a*) și (7.84, *b*).

7.7. ORGANELE DE TRANSMISIE DINTRE MOTOR ȘI MAȘINA DE LUCRU

Cel mai simplu și sigur mod de cuplare între motor și mașina de lucru este *cuplarea directă*. Dar diversitatea de viteze, cerute de multitudinea de mecanisme de lucru, nu poate fi asigurată de gama vitezelor nominale standardizate ale motoarelor electrice. În plus, nu este economic să se utilizeze mașini electrice la anumite viteze, în special scăzute, deoarece au gabaritul și costul mari, iar parametrii energetici (randament, cos φ etc.) scăzuți. De aceea între motor și mașina de lucru se intercalează o *transmisie* care poate fi *cu angrenaje* (cu roți dințate sau melcate), *cu lanțuri sau curele* și *cu cuplaje mecanice* sau *electromagnetice* care au rol și de ambreiaj.

Introducerea acestor transmisii este impusă, pe lîngă neconcordanța vitezelor, și de necesitatea reducerii timpului proceselor tranzitorii, protejarea motoarelor împotriva șocurilor, necesitatea opririi mecanismului de lucru fără deconectarea motorului etc. Rezultă că alegerea sistemului de transmisie este o problemă complexă, tehnico-economică, la care optimizarea poate fi realizată pe baza unui număr restrîns de criterii. Comparația dintre diferitele variante posibile se face pe baza următorilor indicatori : costul investiției, gabaritul instalației, cheltuielile de exploatare și întreținere, precum și parametrii energetici obținuți. Ca exemplu, un angrenaj cu roți dințate, la același gabarit cu al unui motor, transmite o putere de 10 ori mai mare, costul său specific fiind mai mic. În plus, utilizarea reductoarelor permite scăderea momentului de inerție redus la arborele motorului, ceea ce duce la micșorarea duratei proceselor tranzitorii. Deci, folosirea reductoarelor de viteză asigură o serie de avantaje, motiv pentru care sînt utilizate în multe acționări electrice. Totuși, în anumite situații, construcția dificilă și întreținerea pretențioasă pe care o necesită le fac greu utilizabile.

Astfel, în cazul vitezelor mari (peste 3 000 rot/min) se preferă acționări cu mașini alimentate la frecvență mărită, în loc de motoare de

3 000 rot/min și multiplicator de viteză. Deși costul investiției este mai mare, datorită convertorului de frecvență, această soluție se impune mai ales dacă avem mai multe mașini electrice alimentate de la aceeași sursă.

7.7.1. ALEGEREA RAPORTULUI DE TRANSMISIE

Din ecuația mișcării (7.28), precum și din relațiile de raportare ale diferitelor mărimi, rezultă că transmisia influențează comportarea de ansamblu a unei acționări prin raportul său de transmisie, prin randament și moment de inerție.

Raportul de transmisie total al unei acționări a fost definit prin relația (7.35) :

$$i = \frac{\Omega}{\Omega_n} = i_1 i_2 \dots i_n. \tag{7.86}$$

Trebuie însă specificat că această relație este valabilă numai în cazul *transmisiilor rigide,* la care rapoartele de transmisie parțiale sînt invariabile (de ex. roți dințate). Există însă și *transmisii elastice,* la care raportul de transmisie este variabil, ca în cazul cuplajelor electromagnetice sau al transmisiilor cu curele, acestea prezentînd patinări. Definind alunecarea transmisiei elastice :

$$s = \frac{\Omega_{nt} - \Omega_{nr}}{\Omega_{nt}}, \tag{7.87}$$

în care :

Ω_{nt} este viteza ideală a arborelui mașinii de lucru ;
Ω_{nr} — viteza reală a arborelui mașinii de lucru.

se obține expresia raportului transmisiei elastice :

$$i = \frac{\Omega}{\Omega_{nr}} = \frac{\Omega}{\Omega_{nt}(1-s)}, \tag{7.86, a}$$

relație care o particularizează și pe (7.86), pentru $s=0$.

Determinarea valorii pe care trebuie să o aibă raportul de transmisie se poate face pe baza mai multor criterii de optimizare, cum sînt : reducerea duratei proceselor tranzitorii, limitarea șocurilor mecanice etc.

Primul criteriu poate fi aplicat pornind de la ecuația mișcării scrisă la arborele mașinii de lucru. Considerînd randamentul transmisiei $\eta=1$ și neglijînd momentele de inerție ale arborilor intermediari ai transmisiei (J_1, J_2, ... etc.) se obține :

$$iM - M_{sn} = (J_n + i^2 J_m)\frac{d\Omega_n}{dt}, \tag{7.88}$$

în care :

M_{sn}, J_n, Ω_n sînt (vezi figura 7.6) cuplul static rezistent, momentul de inerție și viteza mecanismului de lucru ;
M — cuplul motorului ;
J_m — momentul de inerție de pe arborele motorului.

Relația (7.88) duce prin transformare la :

$$\frac{d\Omega_n}{dt} = \frac{iM - M_{sn}}{J_n + i^2 J_m}. \tag{7.89}$$

Valoarea optimă a raportului de transformare, pentru care accelerația $\frac{d\,\Omega_n}{d\,t}$ este maximă, se obține prin anularea derivatei, adică :

$$\frac{d}{di}\left(\frac{d\Omega_n}{dt}\right) = \frac{M(J_n + i^2 J_m) - 2iJ_m(iM - M_{sn})}{(J_n + i^2 J_m)^2} = 0. \tag{7.90}$$

Ecuația (7.89) dă soluția :

$$i_0 = \frac{M_{sn}}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{sn}}{M_0}\right)^2 + \frac{J_n}{J_m}}, \tag{7.91}$$

care pentru pornirea în gol dă :

$$i_0' \cong \sqrt{\frac{J_n}{J_m}} \tag{7.92}$$

Relații similare putem determina și pentru frînare.

Valoarea maximă a accelerației este :

$$\left(\frac{d\Omega_n}{dt}\right)_{max} = \frac{M}{2J_m i_0} \tag{7.93}$$

și nu depinde de cuplul static rezistent în timpul pornirii.

Determinînd curba accelerației raportate :

$$\frac{\left(\frac{d\Omega_n}{dt}\right)}{\left(\frac{d\Omega_n}{dt}\right)_{max}} = f(i) = \frac{2i_0\left(i - \frac{M_{sn}}{M}\right)}{\frac{J_n}{J_m} - i^2} \tag{7.94}$$

și reprezentînd-o, se pot trage concluzii privind alegerea raportului de transmisie optim. Valoarea finală trebuie însă corelată cu valorile impuse de limitările mecanice ale instalației.

7.7.2. CUPLAJE ELECTROMAGNETICE

În ultima perioadă de timp, o tot mai largă răspîndire o au cuplajele electromagnetice, care reprezintă dispozitive de cuplare a doi arbori, comandabile pe cale electromagnetică. Utilizarea acestor cuplaje este o urmare a tendințelor de realizare a unor sisteme de acționare reglabile prin intermediul organelor de transmisie. Dintre toate soluțiile posibile (cutii de viteză, variatoare mecanice sau hidraulice etc.) cuplajele electromagnetice s-au impus, datorită construcției lor simple, puterii mici de comandă, posibilității telecomenzii și automatizării, siguranței în exploatare. Datorită acestor avantaje, ele s-au răspîndit într-o serie de sectoare industriale, în anumite tipuri de acționări fiind chiar preferate. De ase-

menea, gama de putere pentru care se construiesc actualmente este foarte largă.

Ca principiu de funcționare, orice cuplaj are două părți principale (semicuple) : *elementul conducător,* legat de arborele mașinii de antrenare și *elementul condus,* legat de arborele mecanismului de lucru. *Cuplarea* acestor două elemente poate fi făcută *rigid* sau *cu alunecare (elastic).* După modul în care se realizează această cuplare există trei tipuri principale de cuplaje :

— *cuplaje electromagnetice cu frictiune,* la care cuplul se transmite prin frecarea mecanică dintre cele două părți ale cuplajului ; forța de apăsare, necesară frecării este realizată cu ajutorul unui electromagnet ;

— *cuplaje electromagnetice cu pulberi,* la care cuplul se transmite prin intermediul unor amestecuri coloidale de lichide și pulberi, care au proprietatea de a se rigidiza într-un cîmp magnetic ;

— *cuplaje electromagnetice de inducție,* la care cuplul se produce similar ca la mașinile electrice adică prin intermediul cîmpului electromagnetic.

7.7.2.1. Cuplaje electromagnetice cu frictiune

Un astfel de cuplaj este reprezentat în figura 7.18. Cele două semicuple sînt : *1* — elementul conducător și *2* — elementul condus. Comanda este realizată de electromagnetul *3,* care atunci cînd este alimentat cu energie prin sistemul de perii *4,* determină apropierea semicuplelor. În acest fel discurile de frictiune *5* se pun în contact transmițînd mișcarea de la arborele conducător la cel condus. În lipsa semnalului electric, arcul *6* produce mișcarea inversă a semicuplei *2,* adică desfacerea contactului mecanic al discurilor. Desigur că procesele tranzitorii de cuplare și decuplare sînt mai complicate, ele făcînd obiectul unor studii de specialitate.

Se pot trage o serie de concluzii legate de avantajele și dezavantajele acestor cuplaje. Astfel, dintre *avantaje* amintim :

— construcția este simplă, iar domeniul de puteri este larg, fiind cuprins între cîțiva wați și mii de kW ;

— siguranță în exploatare ;

— comanda se face cu un consum redus de energie, amplificarea în putere fiind de pînă la 200 ;

— gabaritul mic, costul suficient de scăzut ;

— poate asigura protecția motorului, prin patinare în cazul depășirii unui anumit cuplu.

Dezavantajele lor principale sînt :

— discurile prezintă uzură, motiv pentru care trebuiesc reglate sau înlocuite ;

— necesită întreținere (curățire) permanentă pentru ca materialul de frictiune să-și păstreze proprietățile ;

— reglarea vitezei este realizată numai prin impulsuri, fiind însoțită de o uzură rapidă.

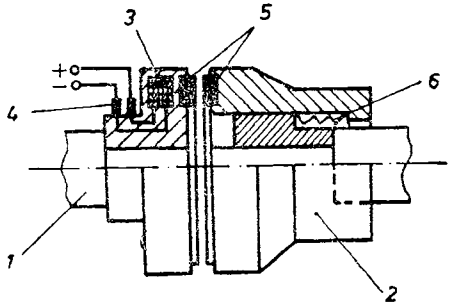


Fig. 7.18. Cuplaj electromagnetic cu fricțiune.

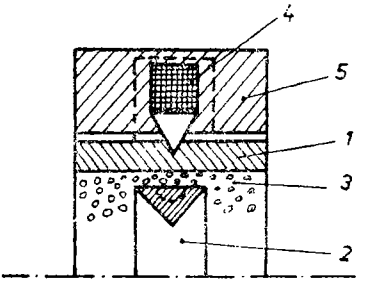


Fig. 7.19. Principiul cuplajelor cu pulbere.

7.7.2.2. **Cuplaje electromagnetice cu pulberi**

Construcția și principiul de funcționare al cuplajelor cu pulberi rezultă din figura 7.19. Legătura dintre semicuplele *1* și *2* este realizată prin frecarea dintre acestea și materialul de umplere (pulberea) *3*, care își schimbă consistența în funcție de intensitatea cîmpului magnetic produs de bobina *4*. Liniile de cîmp magnetice se închid prin miezul magnetic *5*. În cazul cînd una din semicuple este învîrtită, iar cuplajul este excitat, rigidizarea materialului de umplere *3* produce transmiterea unui cuplu, ce depinde tocmai de intensitatea cîmpului magnetic.

Materialul de umplere este alcătuit din pulbere de fier (fier carbonil, fier pulverizat, aliaj pulverizat de oțel, crom, nichel etc.) amestecată cu materiale separatoare cu rol de asigurare a omogenității în regim de temperaturi ridicate. Ca *separatoare* se utilizează oxidul de magneziu, sticlă dispersată, grafit coloidal etc.

Avantajele cuplajelor cu pulberi sînt multiple :

— reluctanța circuitului magnetic fiind scăzută, puterea necesară excitării este mică (0,5—0,6) din puterea de excitație a unui cuplaj cu fricțiune ;

— rapiditatea în anclanșare datorită constantei de timp mici a circuitului de excitație (inductivitate mică) și inerției reduse a materialului de umplere ; comparativ cu cuplajele cu fricțiune, cele cu pulberi au timp de acționare de 10—15 ori mai mic ;

— nu există uzură a suprafețelor active, chiar dacă se lucrează în regim de alunecare ($n_1 \neq n_2$) ;

— permite reglarea vitezei, chiar continuu, prin modificarea curentului de excitație.

Principalele *dezavantaje* ale acestor tipuri de cuplaje sînt :

— au gabarit și greutate mai mare decît cele cu fricțiune, avînd în același timp și o construcție mai complicată datorită necesității etanșării spațiului umplut cu pulberi ;

— la viteze mari, pulberea se aglomerează către exterior (datorită forțelor centrifuge) ceea ce poate provoca deranjamente în funcționare ; acest fapt limitează utilizarea cuplajelor cu pulberi la 1 000 rot/min ;

— cînd cuplajul lucrează mult timp în regim cu alunecare, pulberea îmbătrînește, trebuind să fie înlocuită.

Avantajele acestor cuplaje le fac să fie utilizate mai ales în construcțiile de mașini și de automobile și mai rar în alte domenii. Ele se construiesc cu puteri pînă la 500 kW.

7.7.2.3. Cuplaje electromagnetice de inducție

Cuplajele electromagnetice cele mai răspîndite sînt cele de inducție. Dintre toate tipurile de cuplaje de inducție se distinge *cuplajul cu alunecare*, care este identic ca principiu cu o mașină asincronă, cu deosebirea că are cîmpul învîrtitor realizat pe cale mecanică. Schema de principiu a unui astfel de cuplaj este dată în figura 7.20. După cum se observă, constructiv, există două semicuple *1* și *2*, separate printr-un întrefier. Din punct de vedere funcțional, una din semicuple (*1* în cazul nostru) reprezintă inductorul, adică produce cîmpul magnetic principal al cuplei. Pentru a-și putea realiza funcția, semicupla conține bobina de excitație *3*, alimentată în curent continuu prin sistemul de perii-inele *4*. Cealaltă semicuplă (*2*) are funcția de indus. Principiul de funcționare este simplu, și anume : la învîrtirea unei semicuple de către motorul de antrenare, apare o diferență de viteză între inductor și indus, în acesta din urmă inducîndu-se t.e.m., deci apar curenți (electrici) care determină cupluri electromagnetice. Cuplurile determină învîrtirea elementului condus în urma celui conducător. Cuplajul se numește cu alunecare pentru că se produc cupluri numai dacă între inductor și indus există o diferență de viteză. Ca la mașina asincronă, și aici definim alunecarea :

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1}, \tag{7.95}$$

în care :

Ω_1 este viteza arborelui conducător ;

Ω_2 — viteza arborelui condus.

Clasificarea cuplajelor cu alunecare se poate face după multe criterii, din care vom insista asupra celor constructive. Astfel, *după modul de realizare* a inductorului se deosebesc :

1) *cuplaje cu inductor heteropolar,* întîlnit în varianta cu poli aparenți (ca la mașina sincronă) sau în varianta blindată (polii au forma unor gheare cu polaritate alternantă, bobina fiind amplasată sub acești poli) ; se utilizează la puteri mari ;

2) *cuplaje cu inductor homopolar,* la care polii sînt realizați sub forma unor coroane dințate situate de o parte și alta a bobinei ; se utilizează la puteri mici și mijlocii.

După *felul excitației* avem :

1) *cuplaje excitate în curent continuu prin perii și inele de contact ;*

2) *cuplaje excitate în curent continuu fără contacte alunecătoare ;*

3) *cuplaje cu magneți permanenți.*

După *modul de realizare* a indusului există :

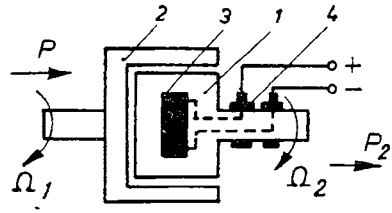


Fig. 7.20. Cuplaj electromagnetic cu alunecare.

1) *cuplaje cu indus prevăzut cu înfășurare,* similar cu cel al mașinii asincrone, adică cu colivie sau bobinat (mai rar, și numai în instalații speciale, la puteri foarte mari) ;

2) *cuplaje cu indus masiv,* confecționat din oțel, care se construiește în multe variante : indus neted, indus cu canale axiale, indus cu canale circulare, indus cu cămașă din material nemagnetic de rezistivitate mică, indus în formă de pahar etc.

De obicei, cuplajele se construiesc cu indusul exterior pentru a se asigura o cît mai bună răcire a acestuia. Tot din același motiv, indusul este cel care este cuplat cu motorul de antrenare, în felul acesta învîrtindu-se cu viteză constantă și avînd o bună ventilație.

Caracteristicile mecanice ale acestor cuplaje depind de tipul constructiv. Cuplajele cu indus bobinat au o caracteristică mecanică $M=f(s)$ asemănătoare cu aceea a unei mașini asincrone (curba *1* din figura 7.21). Cuplajele cu indus masiv au o caracteristică mai moale, de forma curbei *2* din figura 7.21. La ambele tipuri, caracteristica mecanică poate fi modificată ușor prin modificarea curentului de excitație, cuplul electromagnetic fiind proporțional cu pătratul curentului de excitație. În figura 7.21 sînt date cu linie întreruptă caracteristici artificiale obținute prin scăderea curentului de excitație.

Proprietățile cuplajelor cu alunecare le fac utilizabile în multe domenii industriale, ele putînd rezolva avantajos o serie de probleme tehnice diverse, dintre care amintim :

1. *Reglarea continuă a vitezei* mecanismului de lucru, prin modificarea curentului de excitație. Trebuie însă arătat că această reglare se face cu pierderi de energie, puterea de pierderi fiind

$$p=P_1—P_2=M\Omega_1—M\Omega_2=M(\Omega_1—\Omega_2)=M\Omega_1 s. \qquad (7.96)$$

Se observă că pierderile sînt din ce în ce mai mari odată cu scăderea vitezei mașinii de lucru Ω_2, viteza de antrenare Ω_1, rămînînd constantă.

Cu tot dezavantajul de mai sus, se utilizează cuplaje cu alunecare în acționarea mașinilor-unelte, macaralelor și în special a ventilatoarelor și pompelor centrifuge, unde pierderile maxime nu depășesc 17 % din puterea totală, datorită scăderii pronunțate a cuplului rezistent cu scăderea vitezei.

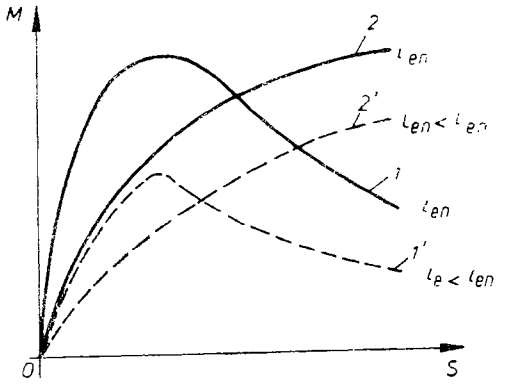


Fig. 7.21. Caracteristicile mecanice ale cuplajelor cu alunecare.

2. *Reglarea cuplului transmis,* cerință a unor mecanisme de înfășurat cum sînt cele de benzi, hîrtie, sîrmă etc. Aici, caracteristica trebuie să fie hiperbolică, pentru a asigura cerințele mașinii de lucru (vezi paragraful 7.4.1). Se poate rezolva această problemă prin proiectarea corespunzătoare a cuplajului, încît caracteristica să să fie apropiată de hiperbola necesară (fig. 7.8) iar în cazul acționărilor mai pretențioase și

prin reglarea curentului de excitație. Există astfel de acționări în laminoare de benzi, la mașini de trefilat la laminoare de sîrmă.

3. *Pornirea lină a motorului,* în special a celor cu inerție mare, problemă ce se realizează prin creșterea treptată a curentului de excitație, evitîndu-se astfel apariția șocurilor. De fapt cuplajele cu alunecare prezintă și un mare avantaj privind solicitarea motorului în timpul pornirii acționării. La început se pornește în gol motorul. Apoi prin excitarea cuplajului se pune în mișcare restul acționării. În acest fel este posibilă utilizarea motoarelor sincrone sau celor asincrone cu colivie și în acționările cu moment de inerție foarte mare, acționări în care problema pornirii este extrem de dificilă. În plus nu mai apare necesară supradimensionarea motorului din cauza condițiilor de pornire. Se utilizează cuplaje cu alunecare în construcția de vapoare, la benzile transportoare, în grupuri electrogene de mare capacitate etc.

4. *Limitarea cuplului transmis,* adică protejarea motorului de acționare și a restului instalației la suprasarcini. Pentru aceasta se utilizează cuplaje cu indusul acoperit cu material nemagnetic, a căror caracteristică este dată în figura 7.22. Dacă cuplul static rezistent depășește valoarea admisibilă M_{adm}, turația scade brusc pînă la zero. Valoarea admisibilă este reglabilă tot prin curentul de excitație. S-au utilizat cu deosebit succes cuplaje electromagnetice la excavatoare (în acționarea șenilelor și a cupei).

Cuplajele pot realiza și alte funcțiuni, ele fiind folosite, de exemplu, ca elemente de execuție în sistemele de reglare automată, ca frîne și dinamometre etc.

Mai sus s-au arătat numai problemele principale care se pot realiza cu cuplaje. În anumite sisteme de acționare cuplajele pot îndeplini simultan mai multe funcții, motiv pentru care ele se aplică cu destul succes.

Sintetizînd *avantajele* cuplajelor cu alunecare, pe lîngă cele mai sus enumerate, mai sînt :

— construcția lor este simplă, robustă ;

— costul este scăzut, mai ales al celor cu indus masiv ;

— lipsa uzurii și întreținerea simplă ;

— putere mică de comandă ;

— posibilități multiple de automatizare și telecomandă ;

— capacitatea de a prelua sarcini dinamice, atenuînd șocurile.

— *Dezavantajele* principale ale cuplajelor cu alunecare sînt :

— gabarit și greutate foarte mari, fapt ce determină moment de inerție mare ;

— stabilitate relativ redusă a caracteristicilor cu variația temperaturii, datorită variației rezistivității materialelor și mărimii întrefierului ;

— existența pierderilor în cazul funcționării îndelungate cu viteză redusă.

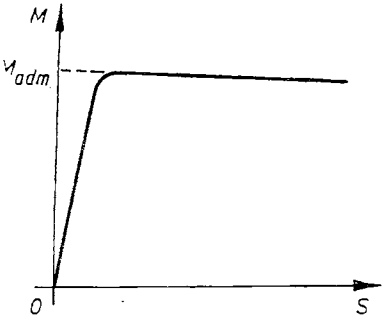


Fig. 7.22. Caracteristica mecanică a unui cuplaj electromagnetic de protecție.

7.8. NOȚIUNI DE MUTATOARE CU SEMICONDUCTOARE FOLOSITE ÎN ACȚIONĂRILE ELECTRICE

7.8.1. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE ÎN ELECTRONICA DE PUTERE

7.8.1.1. **Dioda de putere**

Dioda este un ventil semiconductor construit dintr-o tabletă tăiată dintr-un monocristal de siliciu cu un înalt grad de puritate (un atom străin la 10^{10} atomi de siliciu). Germaniul nu se mai utilizează decît la dispozitive de curenți slabi din cauza tensiunilor inverse admisibile mici, a curenților inverși mari și a temperaturii admisibile mai mici decît a siliciului. Siliciul pur (element tetravalent) are conductivitatea electrică extrem de redusă, dar prin impurificare controlată (un atom străin la $10^6 \ldots 10^8$ atomi de siliciu) cu elemente pentavalente, se obține o conductivitate „electronică", devenind semiconductor de tip *n*, iar cu elemente trivalente, o conductivitate „lacunară" sau cu „goluri", devenind semiconductor de tip *p*.

Dacă siliciul se „dopează" cu un element pentavalent (de exemplu stibiu), atomii acestuia intră în rețeaua cristalină a siliciului, care are 4 electroni periferici (de valență) ; patru din electronii de valență ai stibiului completează la 8 electronii periferici ai siliciului, formînd legături covalente (fig. 7.23), iar al cincilea devine electron liber, conferind cristalului o conductivitate de tip *n* (cu purtători de sarcină negativi). Din acest motiv, stibiul se numește element *donor* de electroni. Dacă în rețeaua cristalină a siliciului se introduce un element trivalent (de exemplu aluminiu), numit *acceptor* de electroni, pentru legătura covalentă a atomilor mai lipsește un electron. Acesta se poate lua din vecinătate, unde de asemenea va rămîne un electron lipsă, un „gol", care prin deplasare echivalează cu deplasarea unor sarcini pozitive, conductivitatea se numește de tip *p*.

Dioda are două straturi semiconductoare, unul de tip *p* și altul de tip *n*, la joncțiunea cărora, în lipsa unei tensiuni aplicate electrozilor (ano-

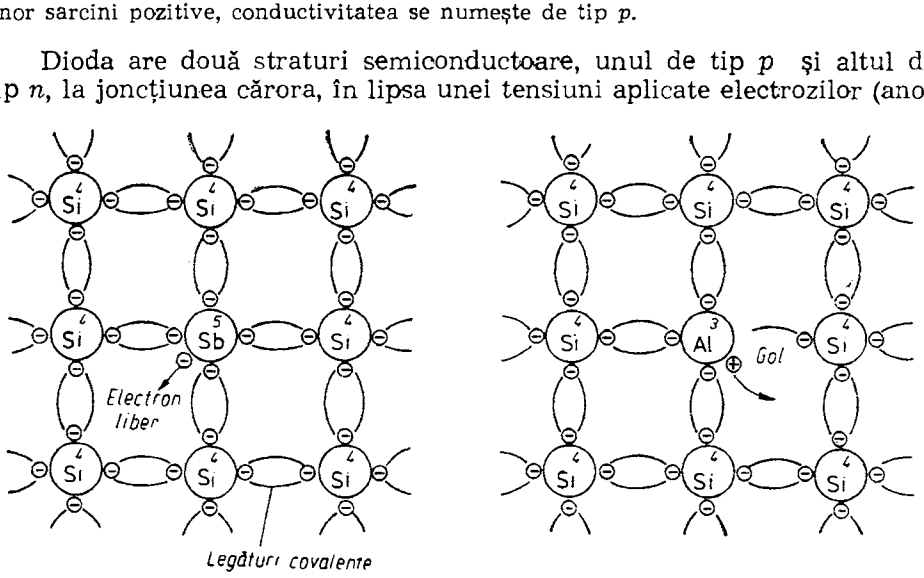


Fig. 7.23. Semiconductor de tip *n* (siliciu dopat cu stibiu) și semiconductor de tip *p* (siliciu dopat cu aluminiu).

dul — stratul p, catodul — stratul n), apare o zonă fără purtători. Dacă se aplică o tensiune cu polul pozitiv la catod și polul negativ la anod (polarizare inversă), grosimea stratului fără purtători se mărește (fig. 7.24), dioda este *blocată*, curentul foarte mic ce trece totuși prin ea se numește *curent invers* (porțiunea 2 a caracteristicii voltampermetrice). La o polarizare *directă* (+ la anod și — la catod), purtătorii din straturile p și n sînt injectați în zona joncțiunii și dioda trece în stare de *conducție* (porțiunea *1* a caracteristicii). Dacă la polarizarea inversă tensiunea aplicată între anod și catod depășește o anumită valoare (de ordinul sutelor sau miilor de volți), în funcție de tipul diodei, joncțiunea se străpunge, curentul invers ia valori foarte mari și dioda se distruge (porțiunea *3* a caracteristicii voltampermetrice). Caracteristica tensiune-curent a diodei este dată în figura 7.25.

Tableta de siliciu se introduce într-o capsulă izolatoare, în care se află gaz de protecție. Cel puțin una din conexiuni (anodul sau catodul) este astfel realizată încît să existe un bun contact termic cu tableta semiconductoare, pentru a se putea prelua căldura disipată și a se transmite radiatorului. O secțiune printr-o diodă de putere este arătată în figura 7.26. Secțiunea tabletei semiconductoare are cam aceeași arie ca și a funiei de cupru de legătură, deci admite cam aceeași densitate de curent. Căderea de tensiune pe diodă, în sens de conducție, este de aproximativ 1 V ; la o densitate de curent de 100 A/cm^2 puterea disipată pe tabletă este de 100 W/cm^2, ceea ce provoacă încălzirea sa la temperaturi de 120 ... 130 °C. Datorită capacității termice reduse (o creștere mică a pierderilor disipate determină creșterea importantă, într-un timp scurt, a temperaturii tabletei), se impune o protecție rapidă la suprasarcini (siguranțe fuzibile ultrarapide). Diodele sînt foarte sensibile și la supratensiuni ; pentru protecție se folosesc grupuri *RC* conectate în paralel cu ventilul. În prezent se construiesc diode de putere cu siliciu pentru curenți de 2 000 A și tensiuni

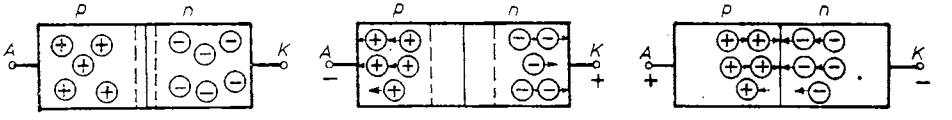


Fig. 7.24. Efectul de ventil la joncțiunea dintre un semiconductor de tip p cu un semiconductor de tip n.

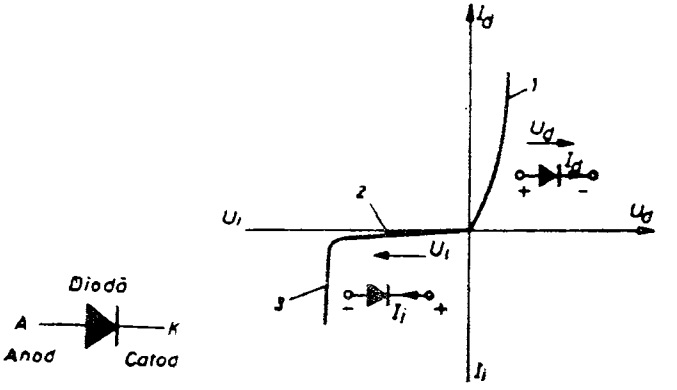


Fig. 7.25. Simbolul grafic și caracteristica voltampermetrică a diodei.

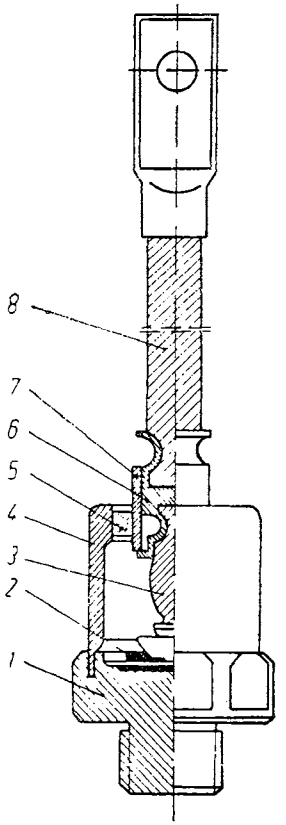


Fig. 7.26. Secțiune printr-o diodă de siliciu de putere:
1 — bază de cupru cu filet; *2* — electrod inferior; *3* — conductor de cupru sudat de electrodul superior; *4* — corp metalic; *5* — inel de sticlă; *6* — bucșă de oțel; *7* — piesă de legătură; *8* — funie de cupru cu papuc.

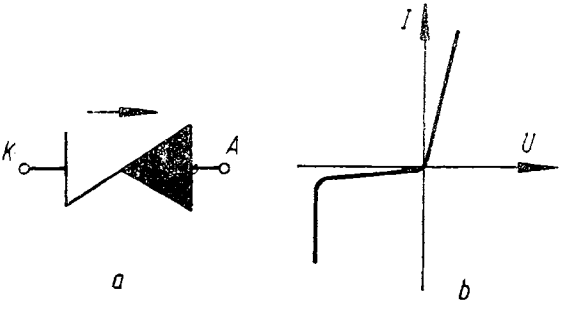


Fig. 7.27. Simbolul grafic și caracteristica voltampermetrică a diodei Zener.

de 2 000 V ; pentru curenți mai mari, diodele se leagă în paralel, iar pentru tensiuni inverse mai mari — în serie.

Dioda Zener (dioda stabilizatoare) are o caracteristică voltampermetrică specială și o construcție care-i permite să funcționeze în zona de „străpungere" (nedistructivă) : într-o gamă relativ largă a curenților inverși, tensiunea pe diodă se menține constantă (fig. 7.27). Dioda Zener se folosește, cu polarizare inversă, în schemele de stabilizare a tensiunii (surse de alimentare, semnale de referință etc.). Principalele caracteristici ale diodei Zener sînt *tensiunea nominală de stabilizare* (se construiesc diode cu tensiuni pînă la 1 000 V) și *puterea disipată admisibilă* (100 mW ... 100 W).

7.8.1.2. Tranzistorul de putere

Tranzistorul constă din trei straturi semiconductoare (de germaniu sau de siliciu) cu structură *pnp* sau *npn* şi are trei conexiuni : *emitor, bază* şi *colector.*

La structura *pnp* zona bazei este foarte subţire şi uşor dopată, avînd electroni liberi. Considerînd polarizarea tranzistorului ca în figura 7.28, prin joncţiunea emitor-bază va trece un curent mare, datorită polarizării sale directe. Curentul ce se închide prin bază I_b este însă mic (aprox. 2%) datorită dopării slabe şi deci a numărului redus de electroni liberi. Cea mai mare parte a golurilor trec în zona *p* a colectorului, unde atrag electronii din sursa la care este conectat acesta, de tensiune mai mare. Curentul de colector este deci de aproximativ 0,98 din curentul de emitor şi este *transferat* dintr-un circuit cu rezistenţă mică (circuitul bază-emitor), polarizat direct la un circuit de rezistenţă mare (circuitul de polarizare inversă bază-colector), obţinîndu-se în acest fel o amplificare de tensiune şi de putere (la acest circuit, numit *cu bază comună,* factorul de amplificare este de aproximativ 250). Denumirea *tranzistor* provine din *trans*fer+rez*istor.* Cînd tranzistorul conduce, prin mărirea curentului de bază se măreşte curentul de colector, la aceeaşi cădere de tensiune.

Tranzistorul în regim de comutaţie poate comuta puteri de cîteva ori mai mari decît pierderile admisibile. În figura 7.29 sînt reprezentate caracteristicile curent-tensiune ale unui tranzistor. Hiperbola de putere constantă ce poate fi disipată pe tranzistor, fără ca acesta să se supraîncălzească, este trasată cu linie punctată. Punctul de funcţionare de durată trebuie să se situeze sub această curbă. În regim linear (de comandă continuă), dreapta de sarcină nu poate intersecta hiperbola de pierderi admisibile, deci puterea maximă ce poate fi comandată de acest tranzistor este de $P=20\ \text{V}\cdot 30\ \text{mA}=600\ \text{mW}$. În regim de comutaţie, trecerea de la starea *blocat* ($U_c=U_{c\,max}$; $I_c=I_{c0}\approx 0$) la starea de *conducţie* maximă ($U_c=U_{c0}\approx 0$; $I_c=I_{c\,max}$) se face rapid, practic fără pierderi, în zona de deasupra hiperbolei. Puterea maximă ce poate fi comandată în regim de comutaţie este $P=20\ \text{V}\cdot 150\ \text{mA}=3\ \text{W}$, de 20 de ori mai mare decît pierderile admisibile şi de 5 ori mai mare decît puterea ce poate fi comandată în regim linear.

Tranzistoarele de putere aveau prin 1960 curenţi de cîţiva A, tensiuni de 100 V şi pierderi admisibile de 50 W, şi permiteau construirea de re-

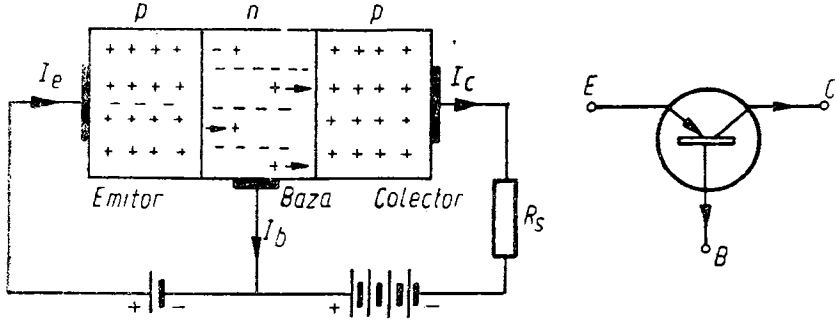


Fig. 7.28. Structura tranzistorului *pnp.*

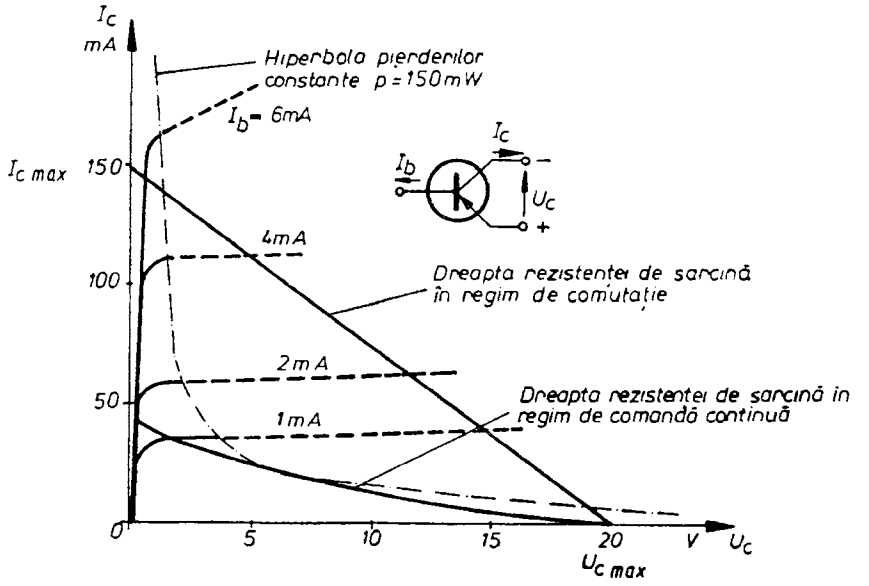


Fig. 7.29. Tranzistorul în regim de comutație.

dresoare cu puteri pînă la 1 kW. Cercetările în direcția dezvoltării tranzistoarelor de putere, încetinite odată cu apariția tiristorului, au fost reluate recent, obținîndu-se tranzistoare de 400 A și 500 V (tranzistoare de 50 A și 600 ... 800 V, construite în 1980, pot fi conectate direct la rețeaua de 380 V.) Avantajele tranzistoarelor de putere față de tiristoare sînt : cost mai redus, randament mai mare, în special la tensiuni mici (alimentare de la baterie) și frecvențe mari de comutare ; pot lucra la frecvențe mari (100 kHz față de 10 kHz), datorită timpilor mai mici de comutare ; nu necesită accesorii costisitoare de conectare (bobine, condensatoare) ; economii de materiale active deficitare, gabarit și masă mică a instalației ; nu produc regim deformant atît de pronunțat ca tiristoarele ; nu produc pulsații ale cuplului la motoarele de acționare. În figura 7.30 se arată dependența tensiunii de saturație colector-emitor de curentul de colector la un tranzistor de putere și caracteristica $I=f(U)$ la un tiristor.

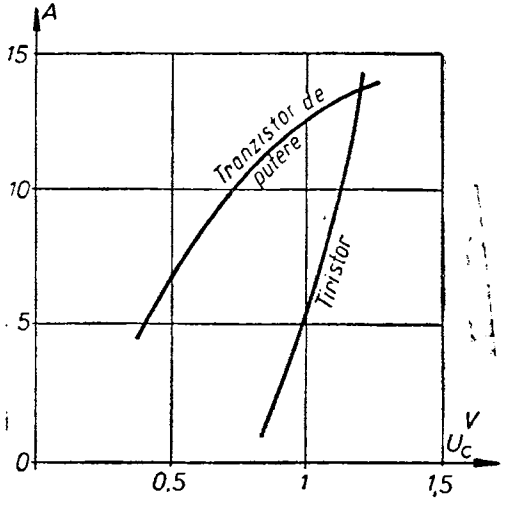


Fig. 7.30. Caracteristicile voltampermetrice ale unui tiristor și ale unui tranzistor de putere, pentru un anumit curent de bază.

7.8.1.3. Tiristorul

Tiristorul este un ventil semiconductor format din 4 straturi $p_1n_1p_2n_2$, straturile extreme fiind puternic dopate, iar cele interne slab dopate cu impurități donoare și acceptoare de electroni. Anodul este conectat la stratul p_1, catodul la stratul n_2, iar de la stratul p_2 este scos un electrod de comandă (numit impropriu grilă sau poartă), ca în figura 7.31. În absența unui semnal de comandă tiristorul este blocat atît la polarizarea directă (joncțiunea J_2 polarizată invers), cît și la polarizarea inversă (joncțiunile J_1 și J_3 fără purtători de sarcină), încît prezintă o rezistență de ordinul sutelor de kΩ (schema echivalentă cu diode prezentată în figura 7.31, *a*). Dacă la polarizarea directă (+ la anod și — la catod) electrodului de comandă i se aplică un semnal pozitiv față de catod (de ordinul voltilor), curentul de comandă ce trece prin joncțiunea J_3 provoacă deblocarea joncțiunii J_2 și tiristorul intră în conducție, rămînînd în această stare și după dispariția semnalului de comandă.

Tiristorul împrumută proprietăți de la *tiratron*, la care electrodul de comandă are doar rolul de a amorsa descărcarea în tubul ionic și de la *tranzistor*, avînd o structură semiconductoare formată din straturi *p* și *n* (denumirea tiristorului provine de la *tir*atron și tran*zistor*). Tiristorul se deosebește fundamental de tranzistor și de triodă, la care curentul de colector (anodic) poate fi modificat prin intermediul curentului de bază (tensiunii de grilă). Față de alte ventile comandate cu proprietăți asemănătoare, tiristorul are următoarele avantaje : cădere mică de tensiune pe ventil în sens de conducție (1,2...1,4 V față de 20...30 V la ventilele ionice), ceea ce face ca randamentul să fie mare (98,8% la 100 V și 99,9% la 1 000 V) ; rapiditatea comutării ; temperaturi de funcționare între —60 °C și +150 °C ; gabarit și masă redusă ; robustețe mecanică ; posibilitatea funcționării în orice poziție ; fiabilitate ridicată ; curenți mici de comandă (zeci de mA la curenți de lucru de ordinul sutelor de A). Tensiunea inversă admisă de unele tiristoare atinge valoarea de 3 000 V. Printre dezavantaje se numără sensibilitatea la supracurenți și supratensiuni, la variațiile rapide de curent sau de tensiune, ceea ce necesită dispozitive costisitoare de protecție.

Tiristorul nu se poate bloca decît prin scăderea curentului sub valoare limită numită *curent de menținere (de reținere)*, obținută fie în mod *natural* (de exemplu în curent alternativ), fie *forțat*, prin aplicarea unei

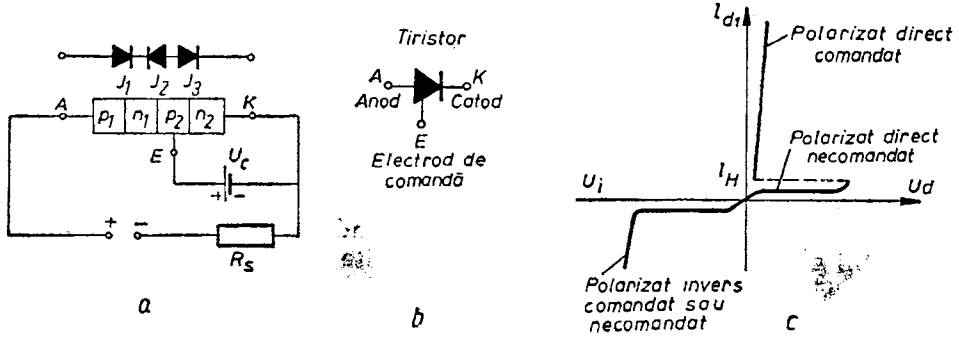


Fig. 7.31. Structura (*a*), simbolul grafic (*b*) și caracteristica voltampermetrică a tiristorului.

tensiuni de polarizare inversă. Timpul necesar menținerii stării blocate, la reapariția unei polarizări directe, fără semnal de comandă, se numește *timp de revenire* și este de ordinul zecilor de μs (la tiristoare rapide 5 ... 40 μs).

Tiristorul poate intra în conducție și fără semnal de comandă, dacă tensiunea de polarizare directă depășește o anumită valoare, sau dacă viteza de variație a tensiunii directe dU/dt este prea mare (20 ... 200 V/μs), situație ce poate apărea în circuite puternic inductive. Aceste moduri de intrare în conducție trebuie evitate, căci pot distruge tiristorul. Limitarea vitezei de variație a tensiunii, ca și protecția la supratensiuni, se poate obține cu ajutorul grupului de protecție *RC* conectat în paralel cu ventilul. Tiristorul trebuie protejat și la creșterea prea rapidă a curentului (di/dt nu trebuie să depășească 3 ... 30 A/μs), deoarece tiristorul se poate distruge prin supraîncălziri locale. În primul moment al amorsării numai o mică porțiune a joncțiunii conduce curentul, astfel că o creștere a acestuia într-un timp scurt, înainte ca procesul de conducție să se extindă pe toată suprafața joncțiunii poate distruge ventilul. Protecția se face cu bobine de reactanță, cu miez de fier, înseriate cu tiristorul.

Caracteristica voltampermetrică a tiristorului este arătată în figura 7.31, *c*. Depășirea tensiunii inverse admisibile, chiar și pentru un timp scurt (de ordinul μs) duce la străpungerea joncțiunilor și la distrugerea tiristorului.

Comanda tiristoarelor se face cu tensiuni ale căror valori se iau din *caracteristica de comandă*, dată în catalog pentru fiecare tip de tiristor. Tensiunile și curenții de comandă au valori de 2 ... 10 V, respectiv 0,1 ... 1 500 mA (valorile mai mari pentru tiristoare mari). Pentru diminuarea energiei disipate pe joncțiunea de comandă se preferă comanda prin impulsuri (cu durata de 0,3 ... 0,4 ms la comutația naturală). Circuitele de comandă se separă galvanic, de regulă, de circuitele de forță, cu ajutorul transformatoarelor de impulsuri. La sarcini puternic inductive creșterea curentului prin tiristor este întîrziată și sînt necesare impulsuri de comandă cu durată mai mare decît timpul necesar atingerii curentului de menținere. Frontul impulsurilor e bine să fie cît mai abrupt (peste 1 A/μs). Pentru evitarea străpungerii joncțiunii de comandă, tensiunea inversă aplicată electrodului de comandă se limitează la valori sub 1 V cu ajutorul unor diode conectate antiparalel între catodul tiristorului său de comandă.

7.8.1.4. Triacul

Este un ventil semiconductor *bidirecțional* format din straturi *pnpn* și *npnp* în paralel, cu doi electrozi de lucru și unul de comandă, (fig. 7.32), care se comportă ca două tiristoare în antiparalel (denumirea provine din l. engleză : *tri*ode *a*lternating *c*urrent *s*witch). Triacul conduce în ambele sensuri atunci cînd primește impuls de comandă, fie pozitiv, fie negativ și se utilizează ca și contactor static în circuite de curent alternativ. Diferența față de tiristoarele în montaj antiparalel este construcția mai compactă, dar curenții nominali nu depășesc cîteva zeci de A. În cazul sarcinilor inductive, comutația triacului este mai dificilă decît a tiristoarelor și necesită grupuri de protecție *RC* riguros dimensionate.

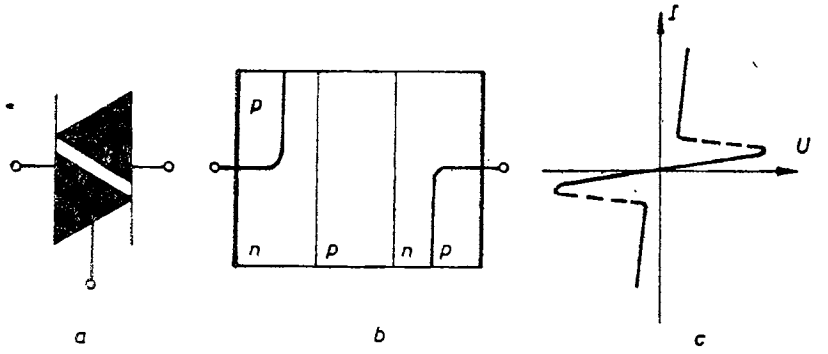


Fig. 7.32. Simbolul grafic (*a*), structura (*b*) și caracteristica voltampermetrică a triacului.

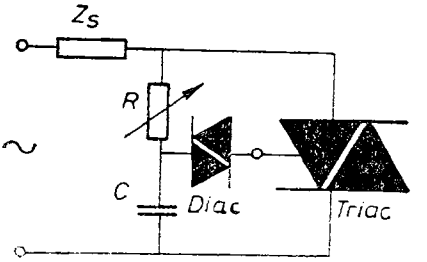


Fig. 7.33. Schemă de comandă a triacului cu diac.

La comanda triacului se poate utiliza *diacul* (fig. 7.33), care este o diodă de siliciu bidirecțională cu aceeași structură ca a triacului, dar fără electrod de comandă (*dio*de *a*lternating current switch). Există circuite integrate triac-diac numite *cuadrac*.

7.8.2. MUTATOARE

Mutatorul este un convertor care se interpune între două sisteme electrice cu scopul de a modifica parametrii energiei electrice (tensiunea, curentul, frecvența, numărul de faze). Convertorul este o noțiune mai largă și se referă la conversiunea energiei de orice fel, fără a se trece prin forma de energie mecanică (de exemplu, convertor fotoelectric sau convertor termoelectric).

Clasificarea mutatoarelor este dată în figura 7.34.

Redresorul transmite energia de la o rețea de curent alternativ de o frecvență oarecare la o rețea de curent continuu (frecvență zero). Se utilizează la acționări de curent continuu cu motoare alimentate de la rețeaua de curent alternativ.

Invertorul transmite energia de la o sursă de curent continuu la o rețea de curent alternativ de frecvență oarecare. În acționări se utilizează la alimentarea motoarelor cu frecvență variabilă, în scopul modificării turației.

Cicloconvertorul transmite energia între două rețele de curent alternativ, fără circuit intermediar de curent continuu. Modificarea frecvenței se face și cu ajutorul convertoarelor de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu, care constau dintr-un redresor și un invertor.

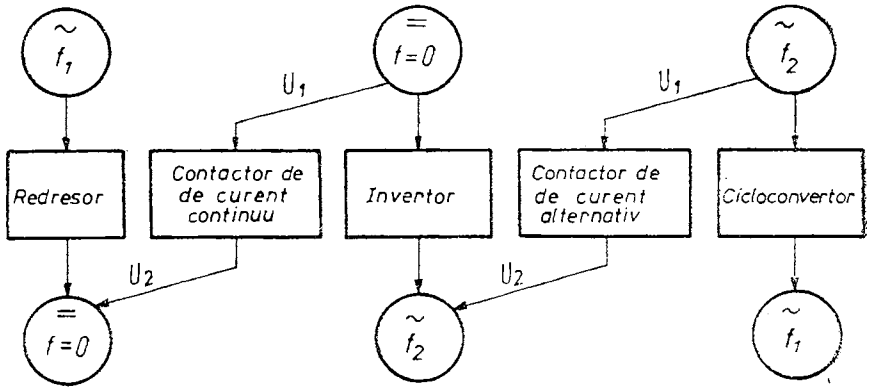


Fig. 7.34. Funcţiunile mutatoarelor.

Contactoarele statice de tensiune reglabilă transmit energia între două sisteme de aceeaşi frecvenţă. *Contactorul static de curent continuu cu impulsuri modulate* (convertor de curent continuu-impuls, variator de tensiune continuă, *chopper*) transmite energia între o sursă de curent continuu şi un receptor (de exemplu acumulator-motor), modificînd valoarea medie a tensiunii prin modulaţia în frecvenţă sau în durată a impulsurilor de tensiune constantă.

Contactorul static de curent alternativ cu control de fază modifică valoarea medie şi efectivă a tensiunii prin întîrzierea impulsurilor de comandă a tiristoarelor.

După modul cum se face comutaţia tiristoarelor, mutatoarele pot fi cu comutaţie *naturală* sau cu comutaţie *forţată*.

7.8.2.1. Mutatoare cu comutaţie de la reţea (redresoare comandate şi invertoare)

Mutatorul cu comutaţie de la reţea asigură comutaţia tiristoarelor (trecerea curentului de pe un ventil pe altul) în mod natural, în momentul anulării curentului pe fazele reţelei de curent alternativ. Mutatorul poate funcţiona în regim de redresor sau de invertor.

Redresoarele comandate, cu tiristoare, spre deosebire de redresoarele necomandate, cu diode, permit modificarea valorii medii a tensiunii redresate prin modificarea unghiului de comandă a tiristoarelor. Unghiul de comandă se măsoară din momentul cînd tensiunea fazei pe care se află tiristorul devine mai mare decît a celorlalte faze, pînă în momentul aplicării impulsului de comandă. Redresoarele *monofazate* se folosesc la puteri de ordinul kW ; la puteri mai mari se recurge la redresoare *polifazate*. În figura 7.35, *a* ... *d,* sînt date scheme de redresare *cu un puls,* iar în figura 7.35, *e* ... *h,* schema *cu două pulsuri* pe perioadă (pulsul reprezintă fiecare intrare în conducţie a unui ventil).

Schema de redresare determină numărul şi solicitările ventilelor, forma tensiunii redresate (valoarea pulsaţiei), puterea transformatorului de alimentare, regimul deformant (conţinutul de armonici superioare) impus reţelei şi factorul de putere al redresorului. Schemele cu două pulsuri, la care în permanenţă se află cîte două ventile înseriate, ceea ce face ca

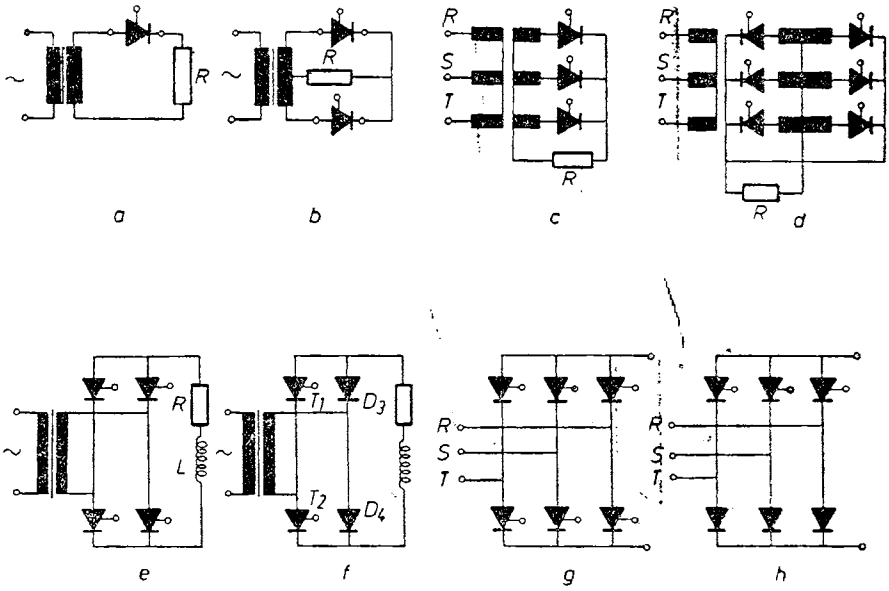


Fig. 7.35. Redresoare cu un puls (*a*...*d*) şi cu două pulsuri (*e*...*h*).

pierderea de tensiune pe ventile să fie dublă, nu erau folosite la redresoarele cu vapori de mercur, dar sînt preferate la redresoarele de putere cu tiristoare datorită solicitării mai mici a ventilelor la tensiune inversă (jumătate din cea de la schemele cu un puls de aceeaşi tensiune medie redresată) şi utilizării mai bune a transformatorului. Schemele în punte pot avea tiristoare în toate braţele *(punte complet comandată)*, sau jumătate din ventile sînt tiristoare, jumătate diode *(punte semicomandată)*. Schemele care conţin numai ventile comandate, singurele care pot funcţiona şi în regim de invertor, au parţial, în cazul sarcinilor inductive, valori negative ale tensiunii redresate. Valoarea medie a tensiunii redresate, la aceste scheme (în regim de curent neîntrerupt) este $U_{med} = \sqrt{2}\, m/(\pi) \cdot U \sin(\pi/m) \cos\alpha$, unde U este valoarea efectivă a tensiunii de fază; m — numărul de faze (la punte monofazată $m=2$; trifazat în stea $m=3$; punte trifazată $m=6$); α — unghiul de comandă a tiristoarelor. La schemele semicomandate receptorul este deconectat de la transformator în intervalele cînd tensiunea are valori negative, ceea ce îmbunătăţeşte factorul de putere prin micşorarea puterii reactive necesare. În figura 7.35, *f*, diodele D_3 şi D_4 joacă *rolul diodei de circulaţie liberă* din figura 8.21, care permite închiderea componentei reactive a curentului dat de sarcina inductivă, fără a trece prin sursa de curent alternativ. Valoarea medie a tensiunii redresate la schemele semicomandate este $U_{med} = \frac{m}{\pi}\sqrt{2}\, U \sin\frac{\pi}{m} \cdot \frac{1+\cos\alpha}{2}$ ($m=2$ la puntea semicomandată monofazată, $m=6$ la cea trifazată; regimul se consideră de curent neîntrerupt).

Comutaţia mutatorului reprezintă fenomenul de trecere a curentului de pe un ventil pe altul, cu schimbarea corespunzătoare a circuitului de închidere. Din cauza inductivităţii de scăpări a transformatorului, care se

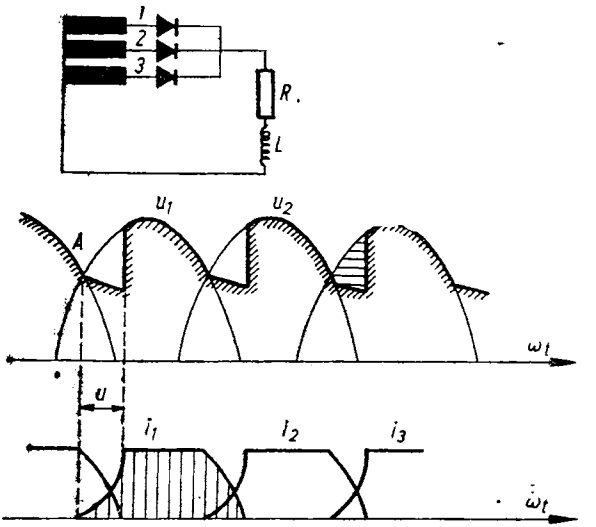


Fig. 7.36. Explicativă la comutația mutatorului.

opune variațiilor rapide de curent, comutația nu se poate face instantaneu. Curentul prin ventilul ce se blochează nu scade brusc la zero, ci treptat, iar cel al ventilului ce intră în conducție nu crește brusc, încît există o perioadă de timp în care ventilele conduc simultan. Unghiul corespunzător se numește *unghi de comutație* sau *unghi de suprapunere anodică*. În acest interval, fazele transformatorului pe care se află cele două ventile sînt puse în scurtcircuit (curentul nu ia valori mari din cauza timpului scurt de comutație), iar tensiunea de la ieșirea redresorului este egală cu valoarea medie a tensiunilor celor două faze. Valoarea medie a tensiunii redresate, în sarcină, scade cu valoarea corespunzătoare suprafeței haşurate (fig. 7.36), deci proporțional cu unghiul de comutație, care depinde, pentru o anumită valoare a reactanței de scăpări, de curentul de sarcină și de unghiul de comandă. Cunoașterea unghiului de comutație este importantă și pentru evitarea *basculării* (aprinderii inverse) la mutatorul care lucrează în regim de invertor.

Invertoarele cu comutație naturală, de la rețea sînt redresoare complet comandate la care se schimbă, printr-o comandă adecvată, sensul transferului de energie, adică energia de curent continuu se cedează rețelei de curent alternativ. Aceste invertoare sînt *neautonome*, căci nu pot funcționa fără o rețea de curent alternativ sub tensiune, care să-i asigure comutația. Trecerea unui redresor comandat monofazat monoalternanță în regim de invertor se poate urmări cu ajutorul figurii 7.37. Prin mărirea unghiului de comandă α curentul motorului alimentat de redresor scade, deci scade cuplul și turația sa. Dacă după oprire motorul este antrenat din exterior, trecînd în regim de generator, sensul tensiunii sale electromotoare se schimbă. Comandînd tiristorul cu unghiuri mari, pentru care tensiunea redresată are valoare medie negativă, mai mică decît tensiunea electromotoare indusă în generator, redresorul trece în regim de invertor, iar transformatorul va ceda puterea rețelei. Încărcarea generatorului se face prin micșorarea unghiului de comandă. Prin trecerea redresorului în

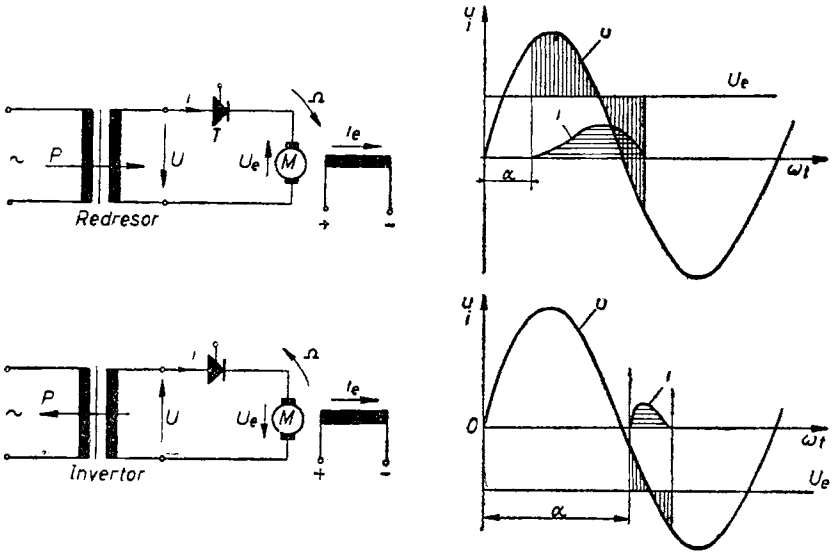


Fig. 7.37. Trecerea redresorului comandat în regim de invertor.

regim de invertor se poate realiza *frînarea cu recuperare* (de exemplu la o instalație de ridicat, la coborîrea sarcinii). Trecerea în regim de invertor este posibilă și prin menținerea sensului de rotație al motorului (de exemplu la locomotive electrice cu tiristoare, la coborîrea pantelor), prin schimbarea sensului curentului de excitație sau a curentului prin indus (inversarea legăturilor la perii). Pe același principiu funcționează și invertoarele polifazate.

Bascularea invertorului este un deranjament grav, de natura unui scurtcircuit, care apare la supraîncărcarea mutatorului, la dispariția tensiunii în rețeaua de curent alternativ sau la comandarea tiristoarelor cu unghiuri prea mari. În aceste cazuri tiristoarele nu se mai comută ciclic, pentru că ventilul aflat în conducție nu are timp să-și recapete proprietățile de comandă și la revenirea tensiunii de polarizare directă intră din nou în conducție, fără impuls de comandă, în loc să comute curentul ventilului următor. Invertorul *basculează* în regim de redresor, ceea ce echivalează cu un scurtcircuit, deoarece tensiunea rețelei de curent alternativ nu se mai scade din tensiunea de alimentare a mutatorului, ci se adună cu aceasta, iar tensiunea rezultantă debitează pe înfășurările transformatorului, de impedanță mică. Curenții de scurtcircuit trebuie deconectați neîntîrziat, de regulă de întreruptoare automate ultrarapide sau de siguranțe fuzibile ultrarapide (suprimarea impulsurilor de comandă în aceste cazuri nu are efect). Supraîncărcarea invertorului, ca și scăderea tensiunii rețelei au ca efect mărirea unghiului de comutație și micșorarea *unghiului de stingere*, necesar revenirii tiristorului în stare comandabilă. La dispariția tensiunii alternative nu se mai produce comutația, iar sursa de curent continuu este scurtcircuitată de fazele transformatorului. Pentru evitarea basculării unghiul de comandă al invertorului se limitează la $\alpha_{max} \leqslant 180° - (u + \gamma)$, unde u este unghiul de comutație la sarcina maximă, iar γ — unghiul de stingere sigură (practic $\alpha_{max} = 150°$).

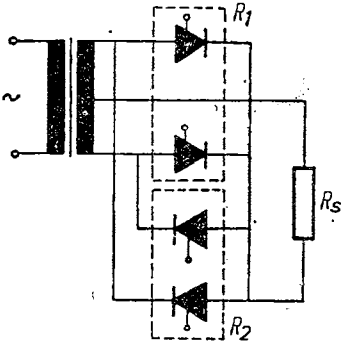


Fig. 7.38. Schema de principiu a cicloconvertorului monofazat.

7.8.2.2. Cicloconvertoare

La alimentarea motoarelor asincrone sau sincrone cu tensiuni de frecvență variabilă (ca și la unele instalații electrotermice) se pot folosi *cicloconvertoare,* care sînt convertoare directe de frecvență (fără circuit intermediar de curent continuu). Cicloconvertorul este format din redresoare reversibile, la care tensiunea de ieșire își inversează polaritatea cu o anumită frecvență. Principiul de funcționare al cicloconvertorului rezultă din figura 7.38, în care prin comanda alternativă, cu frecvența f_2, a tiristoarelor redresorului R_1 respectiv R_2, curentul prin sarcină își schimbă sensul cu aceeași frecvență, fiind alternativ, dar nesinusoidal. Pentru un cicloconvertor trifazat sînt necesare trei redresoare reversibile. După conținutul în armonici superioare, cicloconvertoarele pot fi *necomandate* (cu tensiune de ieșire trapezoidală), sau *comandate* (cu tensiune de ieșire apropiată de sinusoidă). La cicloconvertoarele necomandate, în momentul comutării tensiunii de ieșire, faza conectată la tiristorul aflat în conducție aplică în continuare tensiunea pe sarcină prin tiristorul conectat antiparalel cu primul. În acționări se folosesc cicloconvertoare comandate, la care unghiul de comandă a tiristoarelor se modifică la fiecare alternanță în așa fel încît armonica fundamentală a tensiunii de ieșire să aibă valoarea maximă, iar armonicile superioare, valori minime (fig. 7.39). Cu cît este mai mare numărul de pulsuri, cu atît curentul de sarcină este mai apropiat de sinusoidă. Frecvența de ieșire maximă este limitată la jumătate din frecvența de intrare. Cicloconvertorul comandat are factor de putere scăzut datorită puterii deformante introduse de comanda cu întîrziere a tiristoarelor.

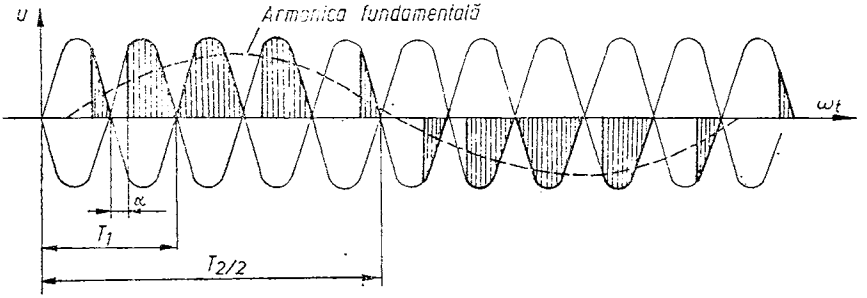


Fig. 7.39. Tensiunea de ieșire a cicloconvertorului monofazat comandat.

7.8.2.3. Invertoare cu comutație forțată

Spre deosebire de invertoarele cu comutație naturală, la care puterea reactivă necesară procesului de comutație se ia de la rețeaua de curent alternativ sau de la sarcină, invertoarele cu comutație forțată au nevoie

de un sistem propriu de comutație (un condensator sau o sursă auxiliară de tensiune alternativă, de putere mică). Aceste invertoare sînt *autonome* și pot furniza la ieșire tensiuni alternative de frecvență reglabilă, în general cu un ridicat conținut de armonici superioare. Se utilizează frecvent la alimentarea motoarelor de curent alternativ cu cîmp învîrtitor, în scopul modificării turației.

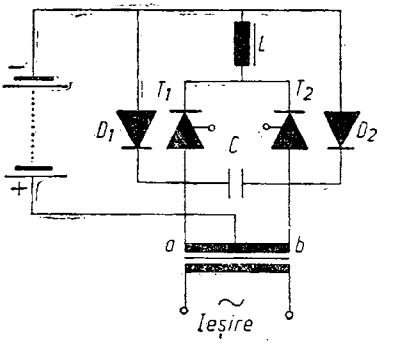


Fig. 7.40. Schema de principiu a unui invertor monofazat cu comutație forțată.

Schema de principiu a unui invertor monofazat cu comutație forțată este dată în figura 7.40. Impulsurile de comandă aplicate tiristoarelor T_1 și T_2 au o frecvență egală cu frecvența ce trebuie obținută la ieșirea invertorului și sînt defazate cu 180°. Dacă, de exemplu, la un moment dat conduce tiristorul T_1, trece curent prin jumătatea *a* a înfășurării transformatorului și condensatorul de comutație *C* se încarcă cu polaritatea indicată. Peste o jumătate de perioadă se comandă tiristorul T_2, care intrînd în conducție aplică tensiunea condensatorului pe T_1, polarizîndu-l invers și blocîndu-l. Curentul trece acum prin jumătatea *b* a înfășurării primare și încarcă condensatorul cu polaritate opusă, pregătindu-l pentru comutația următoare. Bobina *L* are rolul de a limita curentul luat de la baterie în procesul comutației, iar *diodele de curent reactiv* (de întoarcere) D_1 și D_2, absolut necesare la sarcini inductive, asigură circulația energiei în ambele sensuri (închiderea curentului reactiv, de sens contrar tensiunii) și limitează supratensiunile ce apar la blocarea tiristoarelor, scurtcircuitînd înfășurarea transformatorului pe sursa de curent continuu. Invertoarele polifazate pot folosi pe fiecare fază unul sau mai multe contactoare de curent continuu (cu comutație forțată).

Invertoarele utilizate la convertoarele de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu pot fi *invertoare de tensiune*, cu condensator de capacitate mare de filtrare la ieșirea redresorului, care mențin tensiunea constantă pe durata unei perioade și *invertoare de curent*, cu bobină de inductivitate mare în circuitul de curent continuu (bobină de netezire), care asigură un curent constant în decursul unui tact. Invertorul de curent poate funcționa și ca redresor, permițînd frînarea cu recuperare, prin trecerea motorului asincron sau sincron în regim de generator.

7.8.2.4. Contactoare statice de tensiune reglabilă

Contactoare de curent alternativ cu control de fază. Contactoarele monofazate pot fi realizate cu două tiristoare în montaj antiparalel, cu o punte de diode și un tiristor sau cu un triac (fig. 7.41). În sarcină pur rezistivă curentul are aceeași formă de variație în timp ca și tensiunea și se modifică prin întîrzierea semnalelor de comandă. Raportul valorilor efective ale tensiunii la unghiul de comandă α și la unghiul $\alpha=0$ este

$$\frac{U_\alpha}{U_0}=\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha\right)};\quad 0\leqslant\alpha<\pi. \tag{7.97}$$

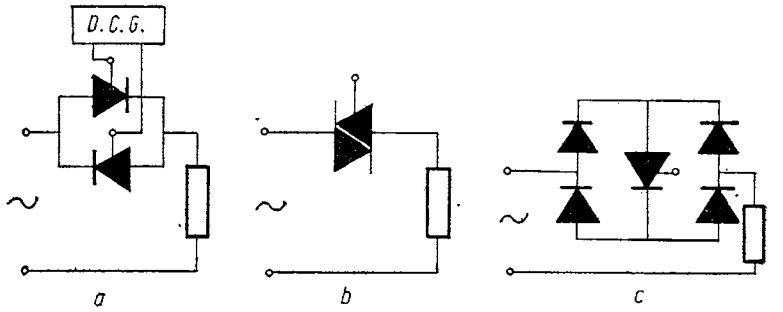


Fig. 7.41. Scheme de contactoare statice monofazate :
a — cu două tiristoare; *b* — cu triac; *c* — cu punte de diode și tiristor.

Contactoarele trifazate pot fi alcătuite din două tiristoare pe fiecare fază (fig. 7.42, *a*) sau din trei triacuri (fig. 7.42. *b*). La rețelele trifazate fără conductor neutru, contactorul static poate fi format din trei diode și trei tiristoare (fig. 7.42, *c*), deoarece atît timp cît tiristoarele sînt blocate, receptorul nu este alimentat. Dacă punctul neutru este accesibil, se poate utiliza schema din figura 7.42, *d*. Contactoarele statice cu triacuri se folosesc la puteri mici. Deoarece triacul comută fără semnal de comandă cînd valoarea tensiunii anod-catod depășește o anumită limită, se autoprotejează față de supratensiunile din circuitul de sarcină. Dacă închiderea circuitului fără comandă este nedorită, în paralel cu triacul se conectează un grup de protecție *RC*, care limitează și viteza de creștere a tensiunii. Contactoarele statice de curent alternativ cu comandă de fază se aplică la modificarea tensiunii de alimentare a motoarelor de curent alternativ (asincrone și cu colector).

Contactoarele de curent continuu cu modulația impulsurilor (choppere) închid și deschid circuitul de curent continuu cu o frecvență determinată, fixă sau reglabilă, alimentînd motorul de curent continuu cu impulsuri de tensiune cu amplitudine constantă și durată variabilă. Valoarea medie a tensiunii aplicate receptorului este $U_{med}=U_b T_a/T$, unde U_b este tensiunea la bornele sursei de curent continuu ; T_a — durata de conectare ; T — perioada de repetiție a impulsurilor.

Cel mai simplu contactor static de curent continuu cu tiristoare este reprezentat în figura 7.43. Aplicînd impuls de comandă tiristorului principal T_p, acesta intră în conducție și aplică tensiunea pe receptorul R ; condensatorul de comutație C se încarcă cu polaritatea indicată, prin rezistența R_a. Prin comandarea tiristorului auxiliar (de stingere) T_a, con-

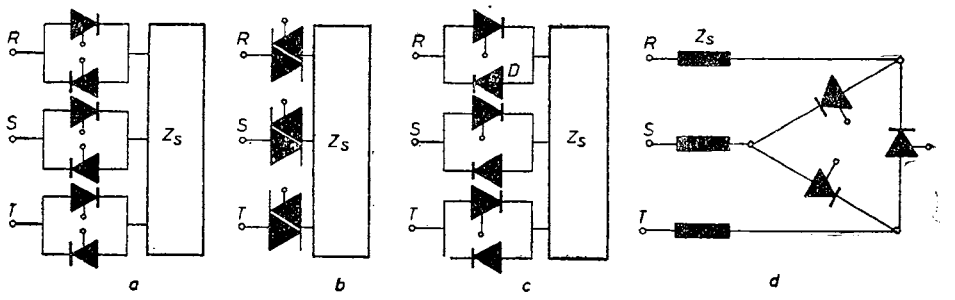


Fig. 7.42. Scheme de contactoare statice trifazate.

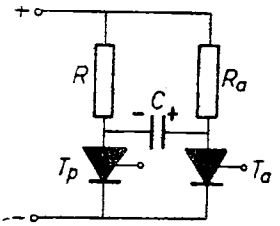


Fig. 7.43. Contactor static de curent continuu.

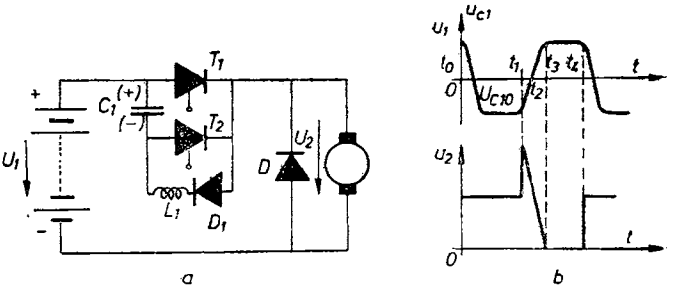


Fig. 7.44. Contactor static de curent continuu cu circuit oscilant.

densatorul polarizează invers tiristorul principal; curentul de sarcină din T_p scade brusc, iar la atingerea valorii curentului de menținere tiristorul se blochează; prin tiristorul auxiliar, care rămîne în conducție, condensatorul se reîncarcă cu polaritate inversă, prin rezistența R, pregătindu-se să blocheze tiristorul auxiliar la o nouă comandă aplicată tiristorului principal.

În practică se utilizează schema la care tiristorul auxiliar nu conduce decît în perioada de comutație, cum este cea din figura 7.44, *a*. La conectarea bateriei se comandă tiristorul auxiliar T_2 care încarcă, prin circuitul de sarcină, condensatorul C_1 cu polaritatea indicată în paranteză, după care T_2 se blochează. La momentul t_0 se comută tiristorul principal T_1, care aplică sarcinii întreaga tensiune a bateriei și permite descărcarea condensatorului C_1 prin circuitul D_1L_1. Datorită caracterului oscilant al acestui circuit, tensiunea la bornele condensatorului își inversează semnul (polaritatea fără paranteze). Condensatorul rămîne încărcat la tensiunea U_{c1_0} (fig. 7.44, *b*), descărcarea lui în continuare fiind împiedicată de dioda D_1. Blocarea tiristorului principal T_1 se obține prin comandarea, la momentul t_1 a tiristorului auxiliar T_2, care aplică tensiunea condensatorului, polarizată invers, pe T_1 și îl blochează. Pînă la stingerea lui T_2, care are loc la momentul t_2, tensiunea condensatorului se adună la tensiunea bateriei și se aplică sarcinii sub forma unui vîrf de tensiune, după care condensatorul rămîne încărcat la valoarea U_1 (cu polaritatea din paranteze) și ciclul se repetă. După blocarea lui T_2, curentul motorului se închide în continuare prin dioda de circulație liberă D. Dacă se alege un raport convenabil între intervalele de conducție și de blocare a contactorului și o frecvență de comandă suficient de mare (de ordinul sutelor de Hz), se poate obține un curent neîntrerupt prin motor, ceea ce are repercusiuni favorabile asupra comutației și încălzirii motorului. Prin inversarea locului contactorului cu al diodei D se poate face frînarea cu recuperare.

Contactoarele de curent continuu cu impulsuri (variatoarele de tensiune continuă) se aplică la motoarele de curent continuu alimentate de la surse de tensiune constantă (vehicule cu baterie de acumulatoare, electrocare și electrostivuitoare, vehicule cu fir de contact alimentat în curent continuu, cum sînt tramvaiele, troleibuzele, metrourile etc.).

PROBLEME

7P.1. Un pod rulant, avînd masa totală (inclusiv sarcina) $m=50\,000$ kg, se deplasează pe lungimea $S_c=50$ m a unei hale. Diagrama de viteză este de formă trapezoidală, cu viteza de regim $v_s=1{,}25$ m/s iar accelerațiile $a_1=0{,}125$ m/s^2 și $a_3=-0{,}4$ m/s^2. Se cere :

a) să se determine diagramele de mișcare ale podului ;

b) considerînd că accelerația este constantă și egală cu a_1, să se determine diagrama optimă de mișcare și să se compare cu cea reală ;

c) forța statică rezistentă fiind constantă și egală cu $F_s=20$ kN, să se determine pe baza ecuației mișcării diagramele forței dinamice, forței de tracțiune și puterii consumate ;

d) știind că viteza unghiulară a motorului rotativ de antrenare este 76 rad/s, iar randamentul total al sistemului este $\eta=0{,}8$ să se calculeze cuplul static rezistent și momentul de inerție, raportate la arborele motorului.

R : *a*) $t_1=10$ s ; $t_2=31{,}9$ s ; $t_3=3{,}125$ s ; $t_c\cong 45$ s ; $s_1=6{,}25$ m ; $s_2=39{,}85$ m ; *b*) $v_{s0}=2{,}5$ m/s ; $t_{c0}=40$ s ; *c*) $F_{d1}=6\,250$ N ; $F_{d2}=0$; $F_{d3}=-20$ kN ; $F_1=26{,}25$ kN ; $F_2=20$ kN ; $F_3=0$; $P_{1max}=32{,}81$ kN ; $P_2=25$ kW ; $P_3=0$; *d*) $M_s=413{,}3$ N ; $J_e=17{,}36$ kg m^2.

7P.2. Universalul unui strung se rotește cu turația de 40 rot/min în timp ce motorul are o turație de 1 440 rot/min. Transmisia constă din trei angrenaje astfel că schema acționării este cea din figura 7.45. Se cunosc valorile :

$$n=1\,440 \text{ rot/min} ; \quad n_1=480 \text{ rot/min} ; \quad n_2=160 \text{ rot/min} ; \quad n_3=40 \text{ rot/min}$$

și $J_m=0{,}5$ kg m^2 ; $J_s=0{,}2$ kg m^2 ; $J_2=0{,}25$ kg m^2 ; $J_3=50$ kg m^2.

Știind că la arborele universal cuplul static rezistent are valoarea $M_{s3}=2\,400$ Nm, să se determine :

a) rapoartele de transmisie parțiale precum și cel total ;

b) randamentul global al transmisiei, știind că randamentul unei perechi de roți dințate este $\eta=0{,}96$;

c) cuplul static rezistent raportat la arborele motorului ;

d) momentul de inerție echivalent al acționării.

R : *a*) $i_1=3$; $i_2=3$; $i_3=4$; $i=36$; *b*) $\eta_t=0{,}885$; *c*) $M_s=75{,}33$ N m ; *d*) $J_e=0{,}57$ kg m^2.

7P.3. O raboteză are masa mobilă de greutate $G_1=50$ kN. Prelucrarea piesei de greutate $G_2=70$ kN se face cu viteza $v=0{,}5$ m/s. Forța de așchiere este $F_a=80$ kN iar cea de frecare $F_{fr}=20$ kN. Turația motorului fiind $n=400$ rot/min iar randamentul global al transmisiei $\eta=0{,}85$, se cer :

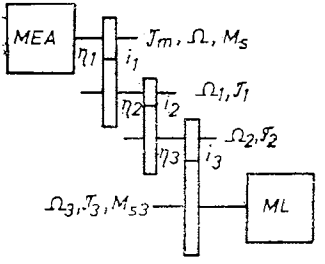


Fig. 7.45. Schema de acționare a strungului (problema 7 P.2).

a) forța statică rezistentă ;

b) cuplul mecanismului la arborele motorului ;

c) puterea la arborele motorului ;

d) momentul de inerție raportat la arborele motorului corespunzător maselor în mișcare de translație.

R : *a*) $F_s=100$ kN ; *b*) $M_s=4\,418$ m ; *c*) $P=185$ kW ; *d*) $J=2{,}01$ kg m^2.

7P.4. Într-o instalație este montat un motor asincron cu inele având pe plăcuță datele nominale : $P_{1n}=7{,}5$ kW ; $n_{1n}=715$ rot/min. Un motor asemănător, de tipul M 2-62-8 are datele nominale de catalog : $P_{2n}=16$ kW, $n_{2n}=725$ rot/min ; $J_2=0{,}075$ kg m^2. Să se determine :

a) cuplurile nominale ale celor două mașini ;

b) momentul de inerție al motorului din instalație.

R : *a*) $M_{n1}=100{,}17$ Nm ; $M_{n2}=210{,}74$ Nm ; *b*) $J_{1e}\cong 0{,}022$ kg m^2.

7P.5. Un ventilator având cuplul static rezistent $M_{sn}=20$ Nm la turația $n_n=1\,500$ rot/min, iar cuplul de mers în gol $M_{s0}\cong 0$, este antrenat de un motor de curent continuu cu excitație derivație cu datele nomniale : $P_n=4$ kW ; $n_n=1\,500$ rot/min. Știind că turația de mers în gol ideal al motorului este $n_0=1\,520$ rot/min se cer :

a) cuplul nominal al motorului ;

b) să se traseze caracteristica mecanică naturală a motorului ;

c) să se traseze caracteristica mecanică a ventilatorului ;

d) să se determine viteza de funcționare staționară a acționării ;

e) să se studieze stabilitatea în funcționare a sistemului.

R : *a*) $M_n=25{,}46$ Nm ; *b*) $n_s=1\,504$ rot/min.

8.

ACȚIONĂRI ELECTRICE INDUSTRIALE

8.1. ACȚIONĂRI ELECTRICE CU MOTOARE DE CURENT CONTINUU

8.1.1. PARTICULARITĂȚILE UTILIZĂRII MOTORULUI DE CURENT CONTINUU

La motoarele de curent continuu puterea trebuie transmisă rotorului prin contactele alunecătoare perii-colector, ceea ce limitează puterea lor nominală la 10 ... 15 MW. Tensiunea nominală este de asemenea limitată la 1 500 V de către tensiunea maximă admisă între două lamele de colector, care nu trebuie să depășească 20 ... 24 V pentru a nu se produce cercul de foc la colector. Colectorul mărește costul motorului și îi micșorează fiabilitatea în comparație cu motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit. Cu toate acestea, motoarele de curent continuu s-au răspîndit în numeroase acționări electrice datorită modului simplu și economic de modificare a turației prin intermediul tensiunii de alimentare și al curentului de excitație și datorită frînării electrice de calitate.

Sursele de curent continuu pot fi convertizoare electromecanice (grup motor-generator), redresoare, baterii de acumulatoare, convertoare electrochimice (pile de combustie) etc.

O dezvoltare vertiginoasă a acționărilor de curent continuu a avut loc odată cu apariția, prin 1960, a mutatoarelor cu tiristoare, fie sub formă de redresoare comandate, alimentate de la rețeaua de curent alternativ, fie de variatoare de tensiune continuă sub formă de impulsuri, care prin metodele economice de pornire, reglare a turației și de frînare măresc durata de utilizare a bateriei, între două încărcări succesive ale acumulatoarelor.

Motoarele de curent continuu cu excitație separată, derivație și mixtă se aplică la acționările reglabile care necesită caracteristici mecanice rigide (mașini-unelte, transportoare, laminoare reversibile etc.). Motoarele cu excitație în serie se folosesc la acționarea mașinilor de lucru care necesită cupluri mari de pornire și o caracteristică mecanică moale, de putere practic constantă (locomotive electrice, tramvaie și troleibuze, metrouri, instalații de ridicat și excavatoare etc.).

Mutatoarele cu tiristoare au schimbat principiile clasice de pornire, frînare și modificare a turației, eliminînd elementele disipative (rezistoare de pornire, reglare sau frînare).

Din cauza rezistenței relativ mici a înfășurării indusului, conectarea directă la rețea a motoarelor de curent continuu duce la șocuri mari de curent, ce pot depăși de 10 ... 20 ori curentul nominal, deoarece cînd rotorul este imobil, tensiunea rețelei se aplică în întregime pe această rezistență, tensiunea electromotoare indusă în înfășurare fiind nulă. În afară de solicitarea termică a izolației înfășurării, considerabilă la porniri care durează mult (porniri în sarcină, cu momente mari de inerție la arborele motorului), șocul de curent produce și alte efecte nedorite : căderi mari de tensiune în rețeaua de alimentare, eforturi electrodinamice în înfășurare, posibilitatea apariției focului circular la colector din cauza reacției importante a indusului, cupluri mari de accelerare, care pot deteriora transmisia mecanică. Pentru limitarea acestor efecte, curentul de pornire se limitează la valori de $I_p=(4 \ldots 6)\, I_n$ prin micșorarea tensiunii aplicate sau prin înserierea unor reostate de pornire. Conectarea directă se practică numai la motoare de putere redusă și la acționări cu momente mici de inerție.

La acționările cu mutatoare, limitarea curentului de pornire se face economic, fără rezistoare, prin intermediul tensiunii de ieșire a mutatorului. Electronica de putere poate fi introdusă și la schemele de pornire cu rezistoare, punînd contactoare statice, cu tiristoare, în locul contactoarelor electromagnetice de curent continuu, expuse uzurii rapide ca urmare a acțiunii arcului electric asupra contactelor mecanice.

8.1.2.1. Pornirea motorului de curent continuu cu excitație în derivație

Regimul tranzitoriu de pornire. Inductivitatea rotorului este, în general, suficient de mică, pentru a nu se lua în considerare regimul tranzitoriu electromagnetic, caracterizat de constanta de timp $T=L/R$, R fiind rezistența circuitului indusului și L inductivitatea lui. Se consideră constant și fluxul de excitație Φ, deci se neglijează reacția indusului. Cu aceste ipoteze simplificatoare, *regimul tranzitoriu electromecanic* este descris de următoarele ecuații :

$$U=RI_A+k\Phi\Omega \quad ; \tag{8.1}$$

$$k\Phi I_A=M_s+J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t},$$

în care I_A este curentul prin indus ; J — momentul de inerție echivalent ; M_s — cuplul rezistent la arbore ; Ω — viteza unghiulară a motorului. Notînd $c=k\Phi$ și introducînd viteza unghiulară de mers în gol ideal, $U=c\Omega_0$ și curentul staționar, corespunzător cuplului rezistent, $M_s=cI_s$ ecuațiile devin

$$\Omega+\frac{R}{c}I_A=\Omega_0,$$

$$I_A=I_s+\frac{c}{R}T_m\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}, \tag{8.2}$$

T_m fiind constanta electromecanică de timp, $T_m=\dfrac{JR}{c^2}$.

Prin eliminarea curentului din ecuațiile (8.2) se obține o ecuație diferențială liniară de ordinul I cu coeficienți constanți :

$$\frac{d\Omega}{dt} + \frac{1}{T_m}\Omega = \frac{1}{T_m}\Omega_s, \tag{8.3}$$

în care s-a introdus viteza unghiulară staționară Ω_s, determinată din condiția $\frac{d\Omega}{dt} = 0$.

$$\Omega_s = \Omega_0 - \frac{R}{c} I_s = \Omega_0 - \frac{R}{c^2} M_s = \frac{U - RI_s}{c}. \tag{8.4}$$

Ecuația diferențială obținută se poate rezolva prin separarea variabilelor :

$$\frac{d\Omega}{\Omega - \Omega_s} = -\frac{dt}{T_m}. \tag{8.5}$$

Prin integrarea membru cu membru, cu constanta de integrare $\ln c'$, rezultă

$$\ln(\Omega - \Omega_s) = -\frac{t}{T_m} + \ln c', \tag{8.6}$$

sau

$$\frac{\Omega - \Omega_s}{c'} = e^{-\frac{t}{T_m}}. \tag{8.7}$$

Constanta de integrare se determină din condițiile inițiale. La $t=0$, $\Omega=\Omega_0$, $I=I_p=U/R$, rezultă $c'=-\Omega_s$. Soluția ecuației (8.3) este deci

$$\Omega = \Omega_s\left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right). \tag{8.8}$$

Pentru curent se obține relația

$$I_A = I_s + (I_p - I_s)\, e^{-\frac{t}{T_m}}. \tag{8.9}$$

Dacă pornirea motorului se face în gol ($M_s=0$, $I_s=0$, $\Omega_s=\Omega_0$). relațiile (8.8) și (8.9) devin

$$\Omega = \Omega_0\left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right), \tag{8.10}$$

$$I = I_p e^{-\frac{t}{T_m}}$$

În figura 8.1 sînt reprezentate curbele de variație în timp a vitezei unghiulare și a curentului motorului la pornire. Saltul de curent la I_p se explică prin neglijarea inductivității circuitului ; în realitate, curentul variază continuu de la zero la I_p, într-un proces tranzitoriu electromagnetic caracterizat de constanta de timp $T_e = L_A/R$. Valorile staționare Ω_s și I_s se obțin, teoretic, după un timp infinit ; practic, se poate considera că regimul staționar se stabilește după 3 ... 4 constante electromecanice de timp. Într-adevăr, viteza obținută după $t = 4 \cdot T_m$ diferă cu numai 2 % de viteza unghiulară staționară :

$$\Omega_{t=4\cdot T_m} = \Omega_s(1 - e^{-4}) = 0{,}98\,\Omega_s.$$

Pentru micşorarea timpului de pornire, rezistenţa introdusă în circuitul indusului se micşorează pe măsură ce creşte turaţia motorului; în acest fel, constanta electromecanică de timp scade. În general, *rezistenţa variază în trepte*, în aşa fel încît curentul de pornire să se menţină între două limite, $I_{max}=I_1$ şi $I_{min}=I_2$, de regulă mai mari decît curentul nominal. Fie R_k rezistenţa totală a circuitului rotoric pe treapta k (fig. 8.3). Pe această treaptă de pornire viteza unghiulară şi curentul variază după ecuaţiile (8.8) şi (8.9), în care se introduc noile valori pentru constanta electromecanică de timp, $T_{mk}=JR_k/c^2$, pentru viteza unghiulară staţionară, $\Omega_{sk}=\Omega_0 R_k M_s/c^2=\Omega_0 R_k I_s/c$ şi pentru curentul iniţial de pornire $I_{pk}=U/R_k$. În aceste ecuaţii originea timpului şi vitezei se consideră din momentul conectării rezistenţei de pe treapta k. Timpul după care trebuie conectată treapta următoare se determină impunînd condiţiile: $t=t_k$; $I=I_2$; $I_{pk}=I_1$. Se obţine

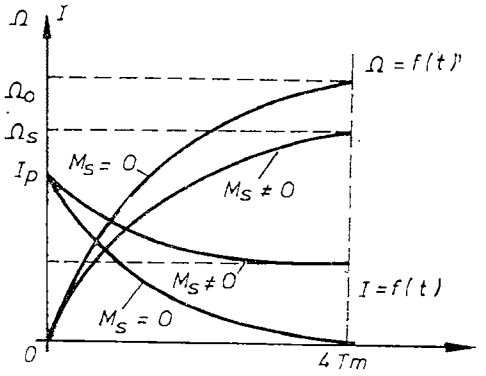


Fig. 8.1. Variaţia vitezei unghiulare şi curentului la pornirea motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.

$$\frac{I_2-I_s}{I_1-I_s}=e^{-\frac{t}{T_{mk}}};\quad t_k=T_{mk}\ln\left(\frac{I_1-I_s}{I_2-I_s}\right)=T_{mk}\ln\left(\frac{M_1-M_s}{M_2-M_s}\right), \tag{8.11}$$

unde M_1 şi M_2 reprezintă cuplurile electromagnetice dezvoltate de motor la curenţii limită I_1 şi I_2.

Pe prima treaptă, cu rezistenţa totală maximă R_1, curentul iniţial de pornire este $I_{p1}=I_1=U/R_1$. Dacă pornirea s-ar face fără reostat, prin conectarea directă la tensiunea U, curentul maxim de pornire ar fi $I_{p0}=U/R$, unde R este rezistenţa circuitului indusului (inclusiv rezistenţa de trecere la perii).

În figura 8.2 sînt reprezentate curbele de variaţie a vitezei unghiulare şi a curentului de pornire, precum şi caracteristicile mecanice reostatice corespunzătoare unui număr de 3 trepte de rezistenţe. Pornirea începe cu reostatul conectat pe poziţia de rezistenţă maximă (treapta I), pe caracteristica mecanică artificială a—b. Cînd curentul a scăzut pînă la valoarea I_2, ca urmare a creşterii tensiunii electromotoare $U_e=k\Phi\Omega$, se trece pe treapta de rezistenţă R_2, pe caracteristica c—d. Trecerea de pe o caracteristică pe alta se face practic la aceeaşi viteză unghiulară (pe diagrama $\Omega=f(t)$ punctele b, c; d, e; f, g se suprapun).

Curenţii limită I_1 şi I_2 se aleg între valorile $I_1=(1{,}5\ldots1{,}75)\,I_n$, $I_2=(1{,}1\ldots1{,}3)\,I_n$, valorile mai mici pentru motoare de putere mai mare. Diferenţa dintre I_1 şi I_2 determină numărul de trepte de pornire; cu cît această diferenţă este mai mică, pornirea este mai lină, dar numărul de trepte este mai mare, ceea ce scumpeşte instalaţia. În practică se folosesc 4...7 trepte, cu atît mai mici cu cît sursa de curent continuu este mai puternică şi condiţiile de pornire sînt mai uşoare (pornire în gol, momente mici de inerţie).

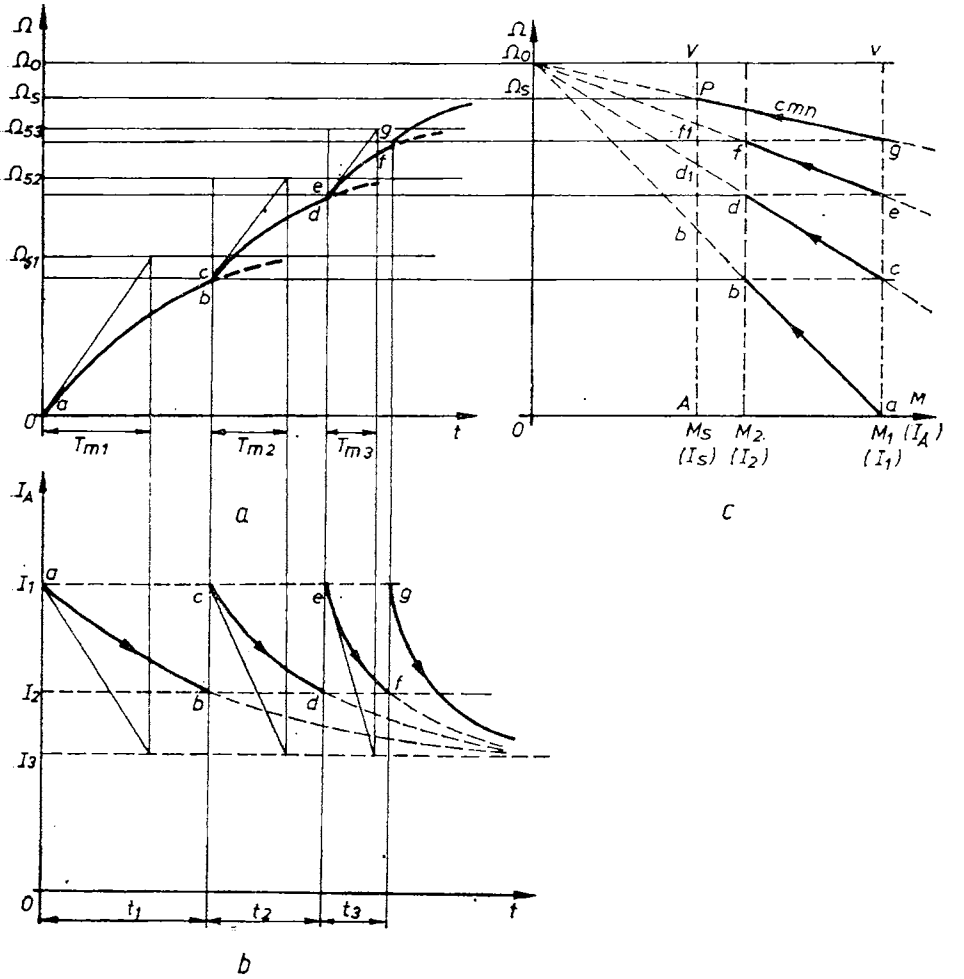


Fig. 8.2. Pornirea motorului de curent continuu cu excitație în derivație utilizînd un reostat cu trei trepte de rezistență :

a — variația vitezei unghiulare; *b* — variația curentului; *c* — caracteristicile mecanice reostatice pe care are loc pornirea.

Calculul reostatului de pornire. Pentru determinarea pe cale analitică a valorilor diferitelor trepte de rezistențe de pornire, este necesar să se cunoască tensiunea de alimentare (tensiunea nominală a motorului) și rezistența circuitului indusului R. Se impun curenții limită între care variază curentul de pornire, I_1 și I_2. Rezistența totală a reostatului de pornire, inclusiv rezistența rotorului (fig. 8.3) rezultă din relația

$$R_1 = \frac{U}{I_1}.$$

Dacă R_k și R_{k+1} sînt rezistențele totale ale circuitului rotoric, la trecerea de pe treapta k pe treapta $k+1$ turația rămînînd, pentru moment, aceeași și fluxul fiind constant se poate scrie :

$$U - k\Phi\Omega = I_2 R_k = I_1 R_{k+1}, \tag{8.12}$$

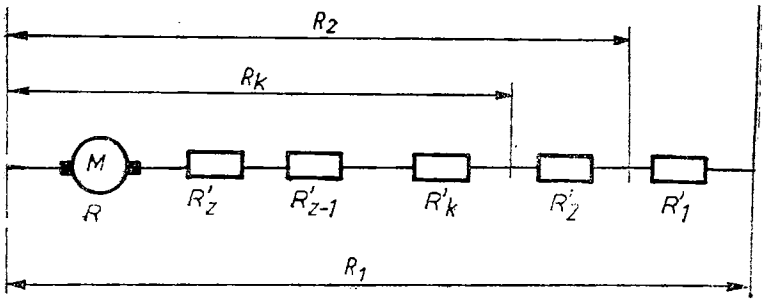


Fig. 8.3. Notarea reostatului de pornire a motorului de curent continuu.

sau, particularizînd,

$$R_1 I_2 = R_2 I_1\,;\; R_2 I_2 = R_3 I_1\,;\; \ldots\; R_{z-1} I_2 = R_z I_1\,;\; R_z I_2 = R I_1. \tag{8.13}$$

Notînd

$$\gamma = I_1/I_2,$$

rezultă

$$R_1/R_2 = R_2/R_3 = \ldots = R_{z-1}/R_z = R_z/R = \gamma, \tag{8.14}$$

de unde

$$\begin{aligned} R_z &= \gamma R, \\ R_{z-1} &= \gamma^2 R, \\ &\cdots\cdots\cdots \\ R_2 &= \gamma^{z-1} R, \\ R_1 &= \gamma^z R. \end{aligned} \tag{8.15}$$

Cu z s-a notat numărul de trepte al reostatului. Relația (8.15) arată că rezistențele totale din circuitul rotoric, pentru cele z trepte, formează o progresie geometrică cu rația γ. Prin logaritmarea ultimei relații din (8.15) se obține

$$z = \frac{\log R_1 - \log R}{\log \gamma} \tag{8.16}$$

și

$$\gamma = \frac{I_1}{I_2} = \sqrt[z]{\frac{R_1}{R}}\,. \tag{8.17}$$

Dacă din calcul nu rezultă un număr întreg de trepte, se adoptă numărul întreg cel mai apropiat și se recalculează γ și I_1.

Pornirea prin creșterea progresivă a tensiunii de alimentare este aplicabilă la motoarele alimentate de surse de curent continuu cu tensiune reglabilă, cum este cazul la acționările cu grup generator-motor (Ward-Leonard) sau la cele cu mutatoare cu tiristoare. Față de pornirea cu reostat, pornirea și modificarea vitezei prin modificarea tensiunii este mai economică, deoarece se elimină elementele disipative de energie (rezistoarele) din circuitele de putere. Pornirea începe pe caracteristica artificială

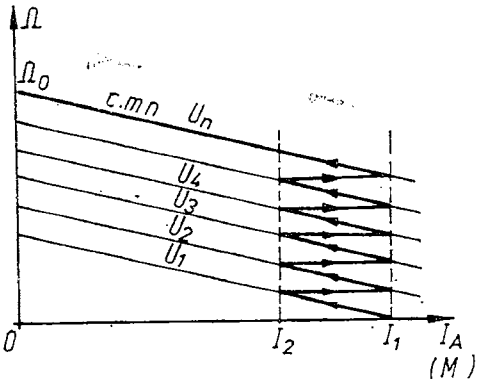


Fig. 8.4. Pornirea pe caracteristici artificiale de tensiune.

de tensiune minimă și poate decurge la curent constant, dacă reglarea tensiunii se face continuu (la redresoarele cu tiristoare se acționează manual sau automat, asupra dispozitivelor de comandă pe grilă, care modifică continuu unghiul de comandă al tiristoarelor, deci valoarea tensiunii redresate aplicate motorului). La alimentarea motorului de la un generator de curent continuu sau de la un redresor cu diode cu transformator de reglare sub sarcină, pornirea decurge cu diferite trepte de tensiune, corespunzătoare treptelor reostatului de excitație al generatorului sau prizelor transformatorului, între doi curenți limită, I_1 și I_2 (fig. 8.4), care în general au valori apropiate datorită numărului mare de trepte de tensiune.

8.1.2.2. Pornirea motorului de curent continuu cu excitație în serie

Regimul tranzitoriu electromagnetic al motorului cu excitație în serie decurge cu constante mai mari de timp ca la motorul cu excitație în derivație, datorită inductivității înfășurării de excitație, care se adaugă la inductivitatea indusului. Vîrfurile de curent de pornire sînt mai aplatizate, deci și șocurile de cuplu sînt mai mici. *Pornirea cu trepte de rezistențe* poate decurge între limite de curenți mai mari decît la motorul derivație, curentul maxim poate fi $I_1 = 2{,}5\, I_n$ (față de $1{,}75\, I_n$). Avantajele motorului serie, robustețea mecanică și cuplul mare de pornire, care crește în măsură mai mare decît curentul, datorită creșterii fluxului de excitație, îl recomandă pentru acționări care necesită cupluri mari de pornire, cum este cazul tracțiunii electrice. Determinarea analitică a treptelor de rezistență este dificilă din cauza dependenței neliniare a fluxului de curentul motorului, în regiunea de saturație a caracteristicii de magnetizare. Din acest motiv se recurge la *metode grafice*, apelînd la caracteristica mecanică naturală (la nevoie se poate face uz de caracteristica universală).

La tensiune constantă, pentru un curent dat I, ecuația de tensiuni se poate scrie sub forma

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi(I_A)} - \frac{RI_A}{k\Phi(I_A)}, \tag{8.18}$$

care este o ecuație de gradul I cu rezistența din circuitul rotorului R ca variabilă independentă :

$$\Omega = k_1 - k_2 R;$$

deci în planul de coordonate Ω, R această ecuație reprezintă o dreaptă. Trasarea dreptelor corespunzătoare celor doi curenți limită I_1 și I_2 se face cu ajutorul caracteristicii de viteză în sarcină $\Omega = f(I_A)$, construită

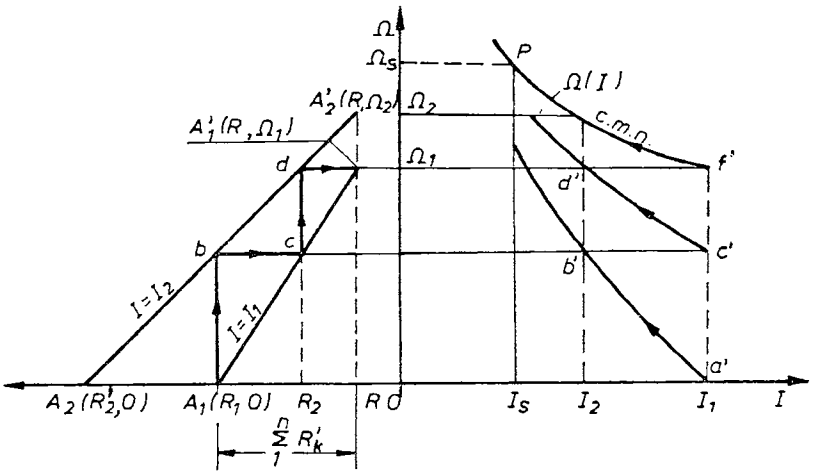


Fig. 8.5. Determinarea rezistențelor de pornire la motorul de curent continuu cu excitație în serie (metoda grafică).

pe baza caracteristicii mecanice și a caracteristicii de magnetizare. Curenții limită I_1 și I_2 determină pe caracteristica $\Omega = f(I_A)$ vitezele unghiulare Ω_1 și Ω_2. Dreptele $\Omega = f(R)$ se trasează calculînd $R_1 = U/I_1$ și $R'_2 = U/I_2$ și reprezentînd grafic punctele $A_2(R'_2$, și, $0)$, $A'_2(R, \Omega_2)$, $A_1(R_1, 0)$ și $A'_1(R, \Omega_1)$, ca în figura 8.5.

Pornirea începe din punctul A_1, cu rezistența R_1, la viteza $\Omega = 0$. La rezistență constantă, viteza crește pînă la intersecția verticalei A_1b cu caracteristica $A_2A'_2$, punct în care curentul a scăzut pînă la valoarea I_2. În acest moment se scurtcircuitează rezistența primei trepte R_1, punctul de funcționare trece în c, curentul devenind din nou I_1 (presupunînd că trecerea de pe o treaptă pe alta se face rapid, viteza unghiulară se menține constantă în intervalul de trecere). Segmentul bc este egal, la scară, cu rezistența primei trepte a reostatului. A doua treaptă de rezistență este proporțională cu dA'_1, obținut în mod asemănător. De cele mai multe ori, ultimul segment nu cade peste punctul cunoscut inițial A'_1. În aceste cazuri trebuie refăcută construcția, modificînd curentul I_1.

Reostatul de pornire al motoarelor cu excitație mixtă se dimensionează la fel ca la motorul derivație, deoarece contribuția înfășurării serie rămîne nemodificată, practic, pe durata pornirii.

8.1.3. FRÎNAREA ȘI INVERSAREA SENSULUI DE ROTAȚIE LA ACȚIONĂRILE CU MOTOARE DE CURENT CONTINUU

8.1.3.1. Inversarea sensului de rotație

La unele acționări de curent continuu se impune inversarea sensului de rotație a arborelui mașinii de lucru (de exemplu la raboteze sau la laminoarele reversibile). Față de sistemele mecanice de inversare a sensului, cu roți dințate, inversarea sensului de rotație a motorului este deosebit de simplă, apărînd adesea ca o urmare a procesului de frînare (la frînarea prin conectare inversă). Procesul de trecere de la o func-

ționare cu viteza unghiulară de regim staționar $+\Omega_s$ la starea de repaus și apoi la funcționarea cu aceeași viteză unghiulară, dar în sens invers, se numește *reversare*. Reversarea cuprinde deci un regim de frînare și un regim de pornire în sens invers. Considerente de productivitate impun ca procesul de reversare să se facă cît mai rapid, fără a se depăși solicitările mecanice admise de organele de transmisie sau solicitările termice ale motorului de acționare.

Inversarea sensului de rotație la motoarele de curent continuu, deci schimbarea semnului cuplului electromagnetic $M=k\Phi I_A$ se poate face fie prin inversarea sensului curentului de excitație (deci schimbarea semnului fluxului magnetic Φ), fie prin inversarea sensului curentului prin indus (schimbarea semnului lui I_A). Schimbarea sensului curentului de excitație, deși necesită aparate de comutație mai ieftine, mărește durata procesului tranzitoriu datorită inductivității mari a circuitului de excitație, care poate determina și apariția unor tensiuni ridicate de autoinducție. Din cauza creșterii cu viteză mică a curentului de excitație, deci a timpului mare de reversare, această metodă se aplică rar. Se preferă metoda de schimbare a polarității tensiunii aplicate la perii, prin care se schimbă rapid sensul curentului indusului. Se poate inversa polaritatea tensiunii de alimentare, cum este cazul la acționările cu grup generator motor (Ward Leonard) sau cu mutatoare reversibile, sau se pot utiliza contactoare de inversare a curentului.

8.1.3.2. Frînarea electrică

Dacă, printr-un procedeu oarecare, cuplul electromagnetic al motorului de acționare își schimbă semnul, avînd sens contrar sensului de rotație, sistemul motor-mașină de lucru este frînat, cuplul dezvoltat de mașina electrică este un *cuplu de frînare*. Frînarea se face fie pentru micșorarea vitezei, la oprire sau la modificarea regimului tehnologic, fie pentru menținerea constantă a vitezei (în particular la valoarea zero), cînd cuplul de frînare egalează cuplul exterior (de exemplu de natură potențială, la coborîrea sarcinii de către instalațiile de ridicat sau la deplasarea în pantă a vehiculelor acționate electric).

Frînarea electrică este superioară, din punct de vedere tehnico-economic, frînării mecanice, cu dispozitive de gabarit mare, care posedă piese supuse unei uzuri pronunțate (saboți, tamburi etc.). La frînarea mecanică, energia cinetică sau potențială a sistemului de acționare este transformată, ireversibil, în căldură, pe cînd la unele metode de frînare electrică, această energie este recuperată, fiind restituită rețelei de alimentare.

Există două regimuri de funcționare a mașinii de curent continuu, la care cuplul electromagnetic se opune mișcării de rotație a indusului (regimuri de frînare) :

1) *regimul de generator,* care debitează pe rețeaua de alimentare *(frînare recuperativă),* sau pe un rezistor de frînare *(frînare dinamică* sau *reostatică);*

2) *regimul de frînă,* în care mașina absoarbe energie de la rețea și energie mecanică de la mașina de lucru și le transformă în căldură, disipată pe înfășurarea indusului și pe rezistoarele de frînare *(frînarea prin conectare inversă).*

Frînarea recuperativă. Dacă viteza unghiulară de rotaţie a motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie şi mixtă devine mai mare decît viteza de mers în gol ideal ($\Omega > \Omega_0$), sensul curentului indusului se schimbă, căci tensiunea electromotoare indusă devine mai mare decît tensiunea de alimentare :

$$I = \frac{U - k\Phi\Omega}{R} = \frac{k\Phi\Omega_0 - k\Phi\Omega}{R} < 0, \tag{8.19}$$

deci se schimbă şi sensul cuplului electromagnetic, fluxul de excitaţie rămînînd neschimbat. Cuplul electromagnetic are un sens opus sensului de rotaţie, este deci un cuplu de frînare. Bilanţul puterilor se obţine înmulţind cu I_A ambii membrii ai ecuaţiei de tensiuni

$$k\Phi\Omega I_A = UI_A + RI_A^2 \text{ sau } M\Omega = UI_A + RI_A^2, \tag{8.20}$$

adică puterea mecanică $M\Omega$ primită la arborele maşinii de curent continuu este transformată în energie electrică, din care partea rămasă după scăderea pierderilor în înfăşurarea indusului este cedată reţelei (UI_A).

Frînarea recuperativă se face fără a fi necesare modificări în schema de alimentare. Ea poate decurge şi pe *caracteristici mecanice artificiale reostatice* (fig. 8.6), a căror ecuaţie este

$$\Omega = \Omega_0 - \frac{(R + R_f)M}{k^2\Phi^2} = \Omega_0 + \frac{(R + R_f)M_f}{k^2\Phi^2}, \tag{8.21}$$

unde $M_f = -M$ reprezintă cuplul de frînare. Aceste caracteristici reprezintă continuarea caracteristicilor din regimul de motor (cadranul I sau III, la acţionările reversibile), în cadranul II respectiv IV. La o anumită viteză, cuplul maxim se obţine pe caracteristica *naturală*. La un anumit cuplu de frînare, viteza unghiulară este cu atît mai mare, cu cît rezistenţa R_f introdusă în circuitul rotoric este mai mare. De regulă, frînarea recuperativă decurge cu rezistenţele rotorice scurtcircuitate, pentru a se menţine rigiditatea caracteristicii mecanice de frînare.

La frînarea cu recuperare a acţionărilor cu motor cu excitaţie *mixtă* înfăşurarea serie trebuie scurtcircuitată, pentru a se evita scăderea fluxului de excitaţie polar, la inversarea sensului curentului indusului. În caz contrar, cuplul de frînare ar creşte puţin la o creştere însemnată a curentului, datorită scăderii fluxului, iar caracteristica de frînare ar fi foarte puţin rigidă (cu pantă mare).

La motoarele cu excitaţie *în serie*, frînarea recuperativă pe caracteristica naturală nu este posibilă (viteza unghiulară

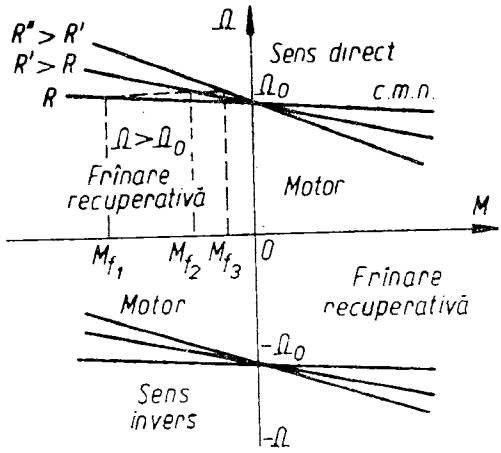


Fig. 8.6. Caracteristicile mecanice ale maşinii de curent continuu cu excitaţie în derivaţie în regim de frînare recuperativă.

de mers în gol ideal nu este definită, la sarcini mici motorul tinde să se ambaleze). Pentru realizarea frînării recuperative, înfăşurarea de excitaţie trebuie alimentată separat, de la o sursă de curent continuu de tensiune redusă şi curent mare.

La sursele de curent continuu cu tensiune constantă, frînarea recuperativă nu se poate aplica pentru oprirea acţionării, ci numai pentru menţinerea constantă a vitezei (de exemplu la coborîrea greutăţilor cu instalaţii de ridicat, la coborîrea pantelor în tracţiunea electrică etc.). Dacă sursa de alimentare are tensiune reglabilă, cum este cazul acţionărilor cu grup generator-motor sau cu mutatoare cu tiristoare, frînarea recuperativă poate decurge pe caracteristici artificiale de tensiune din ce în ce mai mică, pînă la oprirea acţionării.

Pentru a se putea frîna cu recuperare, sursa de alimentare trebuie să fie capabilă să preia energia recuperată, prin schimbarea sensului curentului. Dacă sursa de curent continuu este o baterie de acumulatoare, prin recuperare, la schimbarea sensului curentului, bateria se încarcă. La alimentarea de la generator (grupul Ward Leonard), în regimul de frînare cu recuperare generatorul devine motor, iar motorul de antrenare a generatorului (asincron sau sincron), devine generator, debitînd pe reţeaua trifazată de curent alternativ. În cazul redresoarelor, numai cele cu tiristoare, complet comandate, pot asigura frînarea cu recuperare prin trecerea în regim de invertor. Redresoarele cu diode nu permit frînarea recuperativă. Un caz particular îl prezintă frînarea cu recuperare la vehiculele alimentate prin fir de contact la tensiune continuă, la care, chiar dacă sursele (de regulă redresoare cu siliciu), nu permit furnizarea energiei reţelei, frînarea recuperativă este posibilă, cu condiţia ca pe acelaşi fir de contact să fie alte receptoare (unele vehicule frînează, iar altele lucrează în regim de tracţiune).

Un inconvenient al frînării recuperative este dependenţa acesteia de reţeaua de alimentare, de buna stare de funcţionare a acesteia. În anumite acţionări, pentru mărirea siguranţei în funcţionare, se preferă frînarea independentă de reţea (frînarea dinamică).

Frînarea dinamică. Prin deconectarea motorului de curent continuu de la reţea şi antrenarea sa de către maşina de lucru, dacă fluxul de excitaţie se menţine *(excitaţie separată),* se poate face frînarea *dinamică,* conectînd maşina, devenită generator, la un rezistor de frînare de rezistenţă R_f. Energia mecanică transformată în energie electrică, este cedată rezistorului, în care se transformă în căldură.

Dacă se menţine sensul de rotaţie şi sensul curentului de excitaţie, tensiunea electromotoare îşi păstrează semnul, iar în lipsa tensiunii de alimentare, curentul prin indus se inversează, avînd valoarea :

$$I_A = \frac{k\Phi\Omega}{R_f + R_i}, \tag{8.22}$$

iar cuplul de frînare

$$M_f = k\Phi I_A = \frac{k^2\Phi^2\Omega}{R_f + R_i}, \tag{8.23}$$

(fig. 8.7).

La motorul cu excitație *derivație*, prin deconectarea de la rețea și legarea la reostatul de frînare se îndeplinesc condițiile de autoexcitare. La motorul cu excitație *serie* frînarea dinamică se poate obține fie prin *excitarea separată* a mașinii, caz în care caracteristicile de frînare sînt asemănătoare cu cele din figura 8.7, fie prin *autoexcitare*. Pentru ca autoexcitarea să fie posibilă este necesar să se inverseze legăturile la înfășurarea de excitație, pentru a se menține sensul curentului, la inversarea acestuia prin înfășurarea indusului, evitîndu-se astfel demagnetizarea mașinii (fig. 8.8). Caracteristica mecanică de frînare dinamică cu autoexcitare se construiește pentru diferite valori ale rezistenței de frînare R_f, cu ajutorul ecuației (8.22),

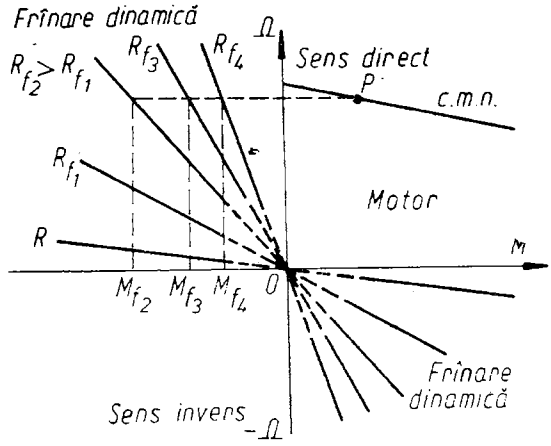


Fig. 8.7. Caracteristicile mecanice de frînare dinamică ale mașinii de curent continuu cu excitație în derivație.

$$\Omega = \frac{R + R_f}{k\Phi} I_A, \qquad (8.24)$$

cunoscînd dependența $I_A = f(M)$, stabilită cu ajutorul caracteristicii de magnetizare (fig. 8.9). Frînarea în trepte, corespunzătoare la două cupluri limită M_{f1} și M_{f2} decurge astfel : la viteza unghiulară Ω_s, corespunzătoare regimului staționar din regimul de motor, la care începe frînarea, rezistența de frînare este R_{f1}, iar caracteristica de frînare este *ab*. În punctul *b* se micșorează rezistența la R_{f2} și se sare pe caracteristica *cd* ș.a.m.d. Pe ultima caracteristică, scăzînd viteza, scade și curentul, fluxul de excitație scade de asemenea și mașina se poate dezexcita. Pentru a fi posibilă autoexcitarea este necesar ca rezistența maximă din circuitul indusului să fie inferioară valorii rezistenței critice.

Frînarea dinamică a motorului cu *excitație mixtă* se face cu înfășurarea serie scurtcircuitată.

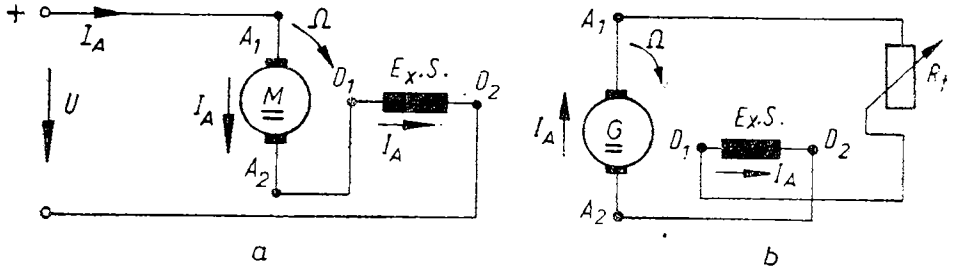


Fig. 8.8. Schema mașinii de curent continuu cu excitație în serie în regim de motor (*a*) și de frînare dinamică autoexcitată (*b*).

Frînarea prin conectare inversă (frînarea propriu-zisă). Dacă sensul de rotaţie al maşinii de curent continuu este invers decît cel care ar corespunde unei anumite polarităţi a tensiunii aplicate indusului şi unui anumit sens al curentului de excitaţie, la funcţionarea ca motor, ecuaţia de tensiuni devine

$$U+k\Phi\ \Omega=(R+R_s)\ I_A, \quad (8.25)$$

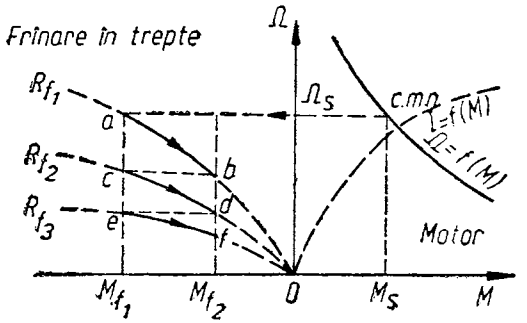


Fig. 8.9. Caracteristicile mecanice de frînare dinamică cu autoexcitaţie ale maşinii de curent continuu cu excitaţie în serie (frînare cu trei trepte de rezistenţă).

unde R_s este rezistenţa introdusă în circuitul indusului. Prin înmulţirea ambilor membri cu I_A se obţine

$$UI_A+M\Omega=(R_s+R)\ I_A^2, \quad (8.26)$$

ceea ce reprezintă bilanţul puterilor în acest regim de funcţionare : puterea absorbită de la reţea, împreună cu puterea mecanică luată la arbore de la maşina de lucru, sînt transformate în căldură în rezistenţa indusului şi în rezistenţa R_s. Deoarece cuplul are un sens opus sensului de rotaţie, este un cuplu de frînare ; *frînarea* se numeşte prin *conectare inversă* (în contracurent) sau *frînare propriu-zisă,* motorul funcţionînd în regim de *frînă.*

Regimul de frînă apare fie *inversînd sensul de rotaţie,* dar *menţinînd schema de alimentare* ca la motor, fie *menţinînd sensul de rotaţie,* dar *schimbînd polaritatea tensiunii* aplicate indusului sau *sensul curentului de excitaţie.*

Frînarea prin inversarea sensului de rotaţie este tipică acţionării

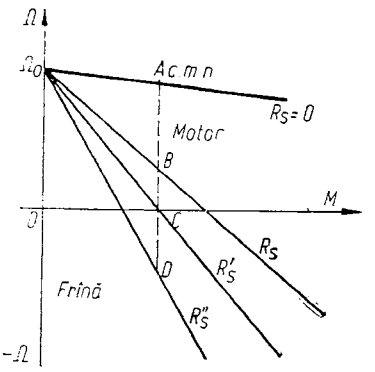


Fig. 8.10. Caracteristicile mecanice de frînare prin conectare inversă ale maşinii de curent continuu cu excitaţie în derivaţie sau separată (schimbarea sensului de rotaţie).

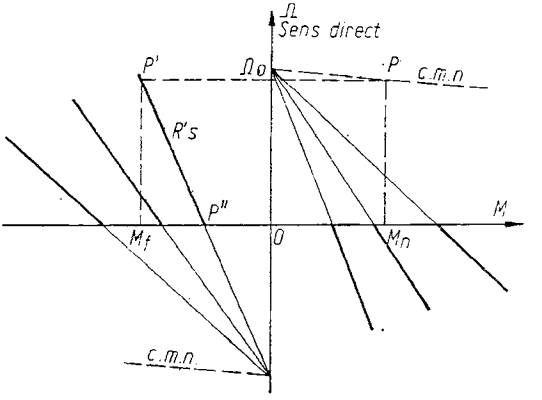


Fig. 8.11. Frînarea prin inversarea polarităţii tensiunii la motorul de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.

mașinilor de ridicat. Dacă mașina funcționează ca motor pe caracteristica mecanică naturală în punctul A (fig. 8.10), ridicînd, de exemplu, o greutate, pentru micșorarea vitezei de ridicare, înainte de oprire, se introduce o rezistență suplimentară R_s în circuitul indusului și funcționarea trece în punctul B. Dacă se mărește rezistența la R_s', motorul se oprește, cuplul său devine egal cu cuplul rezistent, iar sarcina macaralei se poate deplasa pe orizontală, fără a fi necesară o frînare mecanică suplimentară pentru a o menține la această înălțime (punctul C de funcționare). În acest punct motorul nu dezvoltă putere mecanică, puterea electrică luată de la rețea transformîndu-se în căldură pe rezistența $R+R_s'$. Pentru coborîrea greutății este suficient să se mărească rezistența suplimentară la R_s'', cuplul potențial devenind mai mare decît cel dezvoltat de mașină sensul de rotație se inversează și punctul de funcționare trece în D, în regim de frînare prin conectare inversă. În acest regim, energia mecanică primită la arbore pe seama energiei potențiale a greutății, împreună cu energia electrică luată de la rețea, sînt transformate în căldură și disipate pe rezistența înfășurării indusului și pe rezistența suplimentară. Caracteristica mecanică de frînare este dată de ecuația care descrie caracteristicile artificiale reostatice, fiind o prelungire a lor în cadranul IV, la viteze negative.

Frînarea prin inversarea polarității tensiunii aplicate indusului, la același sens de rotație, se întîlnește în acționările reversibile (laminoare, mașini-unelte etc.), la care este necesară o frînare rapidă, urmată de o pornire în celălalt sens de rotație. Dacă sistemul de acționare trebuie frînat pînă la oprire, după care rămîne în repaus, este necesar ca mașina de curent continuu să fie deconectată de la rețea în momentul opririi, eventual de către un releu de viteză, căci în caz contrar se accelerează în celălalt sens de rotație. Fie punctul P de funcționare staționară pe caracteristica mecanică naturală în regim de motor, corespunzător cuplului rezistent M_n (fig. 8.11). Pentru oprirea acționării prin frînare în contracurent, se inversează legăturile la perii, concomitent cu introducerea rezistenței de frînare R_s' (inversarea curentului de excitație nu se aplică din cauza timpului relativ mare pînă la stabilirea curentului în celălalt sens, datorită inductivității mari a circuitului de excitație). Schimbarea sensului curentului indusului atrage după sine schimbarea sensului cuplului, care devine *cuplu de frînare*, punctul de funcționare trece în P'. Dacă rezistența de limitare se menține constantă, funcționarea în regim de frînă continuă pe caracteristica R_s' pînă în P'', după care, dacă motorul nu s-ar deconecta de la rețea, s-ar accelera în sens invers, dacă cuplul motor din cadranul III depășește cuplul rezistent.

Impunîndu-se curentul maxim admisibil în regim de frînare prin conectare inversă, I_{adm}, rezistența de limitare se poate calcula cu relația

$$R_s = \frac{2U}{I_{adm}} - R, \tag{8.27}$$

în care s-a considerat că frînarea începe la viteza de mers în gol ideal, la care tensiunea electromotoare indusă devine egală cu tensiunea de alimentare. În practică rezistența R_s înglobează și rezistența utilizată la pornire.

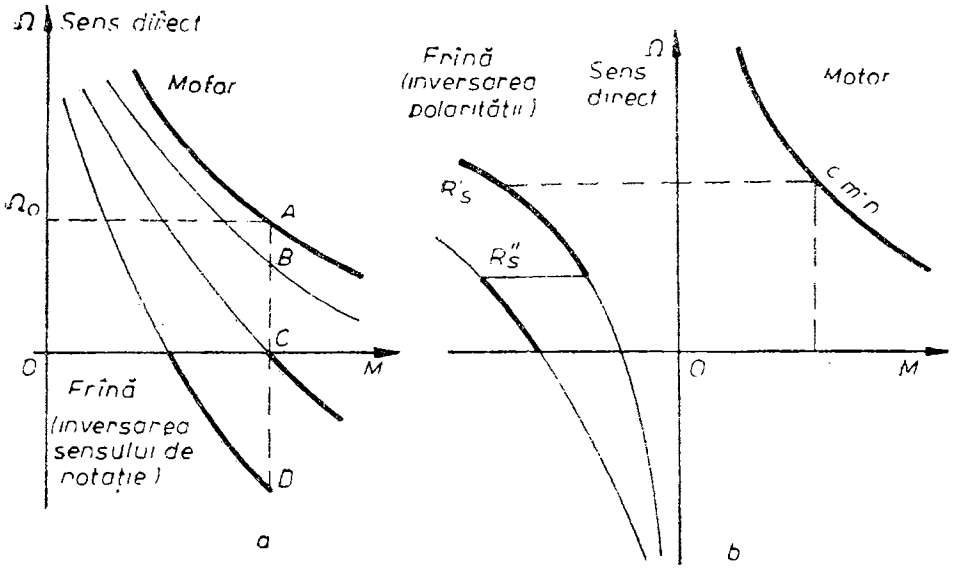


Fig. 8.12. Caracteristici mecanice de frînare prin conectare inversă la mașina de curent continuu cu excitație în serie.

Ecuația caracteristicii de frînare se obține din (8.21), schimbînd sensul lui Ω_0 (datorită schimbării polarității tensiunii $U=k\Phi\Omega_0$),

$$\Omega=-\Omega_0-\frac{R_f+R}{k^2\Phi^2}M, \tag{8.28}$$

($R_f=R_s$).

Frînarea propriu-zisă a motoarelor cu excitație în serie se face în mod asemănător; caracteristicile de funcționare nu sînt drepte, ci curbe (fig. 8.12, *a*). Frînarea este cu atît mai eficientă, cu cît rezistența suplimentară este mai mică, dar, în mod corespunzător cresc și solicitările termice ale mașinii. Utilizînd frînarea în două sau mai multe trepte (fig. 8.12, *b*), se poate menține valoarea medie a cuplului de frînare, la scăderea vitezei.

Datorită încărcării termice a mașinii deosebit de ridicată în acest regim de frînare și datorită înrăutățirii comutației, motoarele la care se aplică frînarea propriu-zisă trebuie dimensionate special.

8.1.4. MODIFICAREA VITEZEI MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU (METODE CLASICE)

La unele sisteme de acționare electrică procesul tehnologic impune modificarea turației la arborele mașinii de lucru antrenate. Viteze unghiulare diferite se pot obține pe cale mecanică, pe cale electrică sau prin metode combinate. Metodele mecanice de modificarea vitezei, cu reductoare (cutii de viteză) sau cu variatoare mecanice de turație, sînt caracterizate de fiabilitate scăzută, cost ridicat și dificultăți constructive, la puteri mari, în special dacă se impune modificarea continuă a turației. Metodele combinate aplică atît modificarea raportului de transmisie, la

reductor, cît și modificarea vitezei motorului, de regulă continuă, între două trepte de viteză obținute pe cale mecanică.

Modificarea vitezei motorului de acționare s-a utilizat încă de la primele acționări cu motoare de curent continuu, la care prin metode simple, se obțin game largi de turație, spre deosebire de acționările cu motoare asincrone, care nu se pretau la modificarea turației prin metode economice.

Pentru aprecierea eficienței tehnico-economice a metodelor de modificare a vitezei acționărilor electrice se pot folosi următorii *indici:*

1) *Randamentul.* Constituie principalul indicator energetic de evaluare a pierderilor care se produc la modificarea vitezei și este cu atît mai important, cu cît puterea motorului este mai mare, ținînd seama de cerințele imperioase de economisire a energiei electrice. La metodele de modificare a vitezei prin intermediul unor rezistoare conectate în circuitul de putere al motorului, pierderile sînt cu atît mai mari, cu cît este mai mare gama de reglare a vitezei. Spre deosebire de aceste metode, numite *metode cu pierderi de energie,* la metodele cu *pierderi mici* sau *economice,* randamentul rămîne practic constant, indiferent de domeniul de reglare. La aceste metode nu se intercalează elemente disipative (rezistențe) în circuitele de putere, ci numai în cele de excitație, sau se aplică modificarea tensiunii de alimentare a motorului.

2) *Domeniul de modificare a vitezei* sau *gama de reglare.* Este dat de raportul dintre viteza maximă Ω_{max} și viteza minimă Ω_{min} ce pot fi obținute cu metoda respectivă de modificare a vitezei :

$$D = \frac{\Omega_{max}}{\Omega_{min}} . \tag{8.29}$$

3) *Sensul modificării vitezei,* adică viteza obținută este mai mare sau mai mică decît viteza nominală. Modificarea poate să fie *bizonală* (în ambele sensuri) sau *monozonală* (într-un singur sens). Modificarea vitezei peste viteza de sincronism (la motoarele asincrone și sincrone) se numește *suprasincronă;* sub această viteză, modificare *subsincronă* a vitezei de rotație.

4) *Finețea modificării vitezei* se exprimă prin raportul a două trepte consecutive de viteză

$$F_v = \frac{\Omega_k}{\Omega_{(k+1)}} . \tag{8.30}$$

Cu cît acest raport este mai apropiat de unitate, cu atît modificarea discretă a vitezei este mai fină. La modificarea vitezei cu reostate, cu cît numărul treptelor de rezistență este mai mare, cu atît finețea este mai bună.

5) *Gradul de rigiditate* sau *rigiditatea* caracteristicii mecanice este raportul dintre diferența vitezei unghiulare de mers în gol ideal (la cuplu electromagnetic egal cu zero) Ω_0 față de viteza într-un anumit punct de funcționare la cuplu nominal și viteza de mers în gol ideal

$$\delta = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} , \tag{8.31}$$

exprimat de obicei în procente. Cu cît caracteristica mecanică este mai rigidă, cu atît o variație a cuplului rezistent determină variații mai mici ale vitezei unghiulare. La motorul de curent continuu cu excitație în

derivație, pe caracteristica mecanică naturală (rigidă), variația de viteză $\Delta\Omega$ produsă de variația ΔM_s a cuplului rezistent este mai mică decît variația vitezei $\Delta\Omega'$ pe o caracteristică reostatică, produsă de aceeași variație de cuplu. Adesea se spune (impropriu) că funcționarea motorului este cu atît mai stabilă, cu cît gradul de rigiditate al caracteristicii mecanice este mai mic, deci cu cît caracteristica este mai rigidă.

6) *Sarcina maximă* admisă la arborele motorului în procesul de modificare a turației, adică puterea admisibilă și cuplul admisibil la diferite viteze, în condițiile unei solicitări termice normale (de regulă se consideră constant curentul motorului, deci se presupun aceleași condiții de răcire la toate vitezele din gama de reglare). Dacă modificarea vitezei se face prin modificarea tensiunii, la flux constant de excitație, cuplul maxim admis este egal cu cuplul nominal, deci modificarea vitezei se face la *cuplu constant;* puterea admisibilă crește proporțional cu viteza unghiulară. Dacă modificarea vitezei se face la tensiune constantă și flux de excitație diminuat, *puterea este constantă,* iar cuplul admisibil scade, invers proporțional cu creșterea vitezei (după o hiperbolă). De acest lucru trebuie să se țină seama la alegerea motorului și la adoptarea metodei de modificare a vitezei ; unele mașini de lucru, cum sînt instalațiile de ridicat sau mecanismele de deplasare a macaralelor, au cuplu rezistent constant, independent de viteză ; la alte acționări, cum este cazul arborelui principal al strungurilor, puterea este constantă, independentă de viteza unghiulară.

La motoarele de curent continuu se aplică următoarele metode de modificare a vitezei :

a) modificarea rezistenței echivalente a circuitului rotoric ;

b) modificarea fluxului de excitație (slăbirea cîmpului) ;

c) modificarea tensiunii de alimentare ;

metode ce rezultă din ecuația de tensiuni a motorului,

$$\Omega = \frac{U - RI_A}{k\Phi}, \tag{8.32}$$

în care Ω este viteza unghiulară ; U — tensiunea la bornele motorului ; R — rezistența totală a circuitului rotoric ; I_A — curentul prin indus, proporțional cu cuplul electromagnetic, $M = k\Phi I_A$; Φ — fluxul de excitație ; k — constantă ce depinde de datele constructive ale motorului (numărul de conductoare $2N$ din înfășurarea indusului, numărul de perechi de poli p și numărul perechilor de căi de curent a, $k = pN/(a\pi)$.

Primele două metode (cu rezistență în rotor și prin slăbire de cîmp) sînt metode *clasice,* aplicate încă de la începutul utilizării motorului de curent continuu în acționări. Ultimele două metode de modificare a vitezei (prin slăbirea cîmpului și prin modificarea tensiunii sursei) pot fi, de asemenea, considerate clasice, dacă se apelează la mașini de curent continuu suplimentare, cum sînt generatorul principal și generatorul de excitație de la grupul generator-motor (Ward-Leonard). Randamentul scăzut și costul ridicat, în cazul grupului generator-motor, precum și cheltuielile suplimentare de întreținere, determinate de numărul mare de mașini, au favorizat dezvoltarea, în ultimele două decenii, a acționărilor de curent continuu cu mutatoare cu tiristoare.

8.1.4.1. Modificarea rezistenței echivalente din circuitul indusului

Prin înserierea unei rezistențe suplimentare R_s cu indusul motorului de curent continuu, căderea de tensiune $R_s I_A$ pe această rezistență micșorează tensiunea aplicată la perii, ceea ce are ca efect micșorarea vitezei rotorului. Motorul funcționează, în acest caz, pe caracteristici mecanice artificiale reostatice (fig. 8.13), descrise de ecuația

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{(R+R_s)\,M}{k^2\Phi^2} = \Omega_0 - \frac{(R+R_s)\,M}{k^2\Phi^2}. \tag{8.33}$$

Dacă cuplul M este constant, viteza unghiulară este cu atît mai mică, cu cît este mai mare valoarea rezistenței introduse în circuitul rotorului.

Reostatele de pornire, dimensionate, în general, pentru o funcționare de scurtă durată, nu pot fi utilizate la modificarea vitezei, căci pierderile importante de energie disipate sub formă de căldură le-ar încălzi la temperaturi inadmisibile. În schimb, reostatele de reglare, dimensionate ca atare, pot fi folosite și la pornire.

Pierderile de putere la reglarea vitezei cu reostat rotoric, sînt proporționale cu gradul de rigiditate a caracteristicii mecanice, definit de relația (8.31). Considerînd constant curentul absorbit de la rețea și deci, la flux constant de excitație, cuplul $M=k\Phi I_A$ de asemenea constant, puterea absorbită de motor este

$$P_1 = UI_A = k\Phi\Omega_0 I_A = M\Omega_0, \tag{8.34}$$

iar puterea utilă la arbore

$$P_2 = M\Omega. \tag{8.35}$$

Prin eliminarea cuplului din aceste două relații rezultă

$$P_1 = \frac{\Omega_0}{\Omega} P_2, \tag{8.36}$$

iar pierderile din circuitul rotorului

$$p_2 = P_1 - P_2 = M(\Omega_0 - \Omega) = M\Omega_n \frac{\Omega_0}{\Omega_n} \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} = P_{2n} \frac{\Omega_0}{\Omega_n} \delta. \tag{8.37}$$

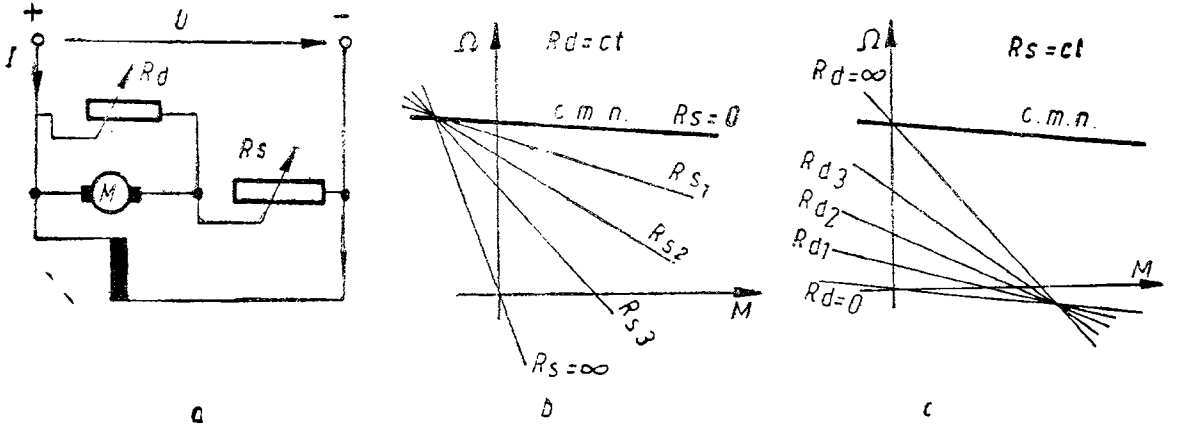


Fig. 8.13. Modificarea vitezei motorului de curent continuu cu excitație în derivație, cu ajutorul reostatelor în serie cu indusul R_s și în paralel cu indusul R_d:
a, b, c — caracteristici mecanice artificiale.

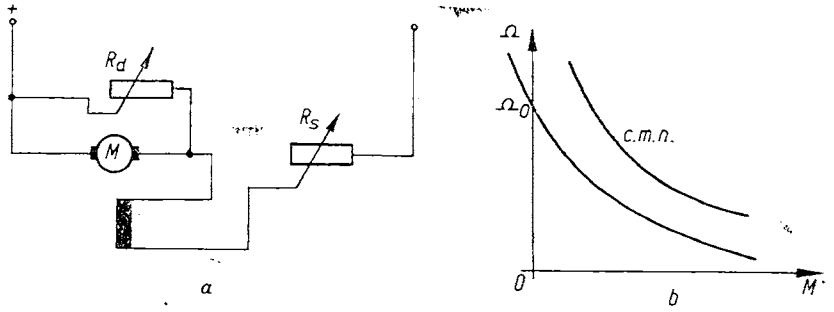


Fig. 8.14. Modificarea vitezei motorului de curent continuu cu excitație în serie cu reostate în serie R_s și în derivație R_d (*a*) și caracteristica mecanică artificială (*b*).

Din analiza acestei relații rezultă că, reducînd, la cuplu constant, viteza motorului la jumătate din viteza nominală, pierderile reprezintă jumătate din puterea utilă, deci randamentul este de numai 50% (s-a admis $\Omega_0 \cong \Omega_n$). Dacă cuplul rezistent variază cu pătratul vitezei (cazul caracteristicii de ventilator), pierderile în reostatul de reglare sînt mai mici decît în cazul unui cuplu de sarcină constant. Se poate demonstra că în acest caz pierderile maxime au loc la $\Omega = 2/3\ \Omega_0$ și sînt $p_{2max} = 0{,}172\ P_{2n}$.

Metoda de reglare a vitezei cu reostat rotoric este *monozonală* ($\Omega < \Omega_n$); la viteze mici condițiile de răcire ale motoarelor autoventilate se înrăutățesc. Domeniul de reglare este limitat, de regulă, la 2 : 1. Finețea reglării depinde de numărul treptelor de rezistență utilizate. Rigiditatea caracteristicilor mecanice scade cu creșterea rezistenței. Caracteristici mai rigide se pot obține dacă se utilizează și un reostat în paralel cu indusul (fig. 8.13). Metoda se aplică rar din cauza costului ridicat. La motoarele de curent continuu cu *excitație în serie* reostatele de reglare se utilizează la unele acționări de putere mică și mijlocie (electrocare, locomotive de mină, tramvaie și troleibuze, mașini de ridicat etc.). Se pot obține caracteristici mecanice asemănătoare cu ale motorului cu excitație mixtă, dacă se șuntează indusul (fig. 8.14). Alura caracteristicilor se explică prin aceea că, datorită curentului din rezistența de șuntare R_d, valoarea curentului de excitație este mare chiar și la sarcini mici, deci motorul are viteză mică. Printr-o dimensionare corespunzătoare a rezistenței de șuntare se poate evita ambalarea motorului în gol, obținîndu-se viteze rezonabile la anularea sau schimbarea semnului cuplului de sarcină (frînare recuperativă). Cu cît rezistența R_d are valoare mai mică, cu atît sînt mai mari pierderile, motiv pentru care metoda se aplică numai pentru micșorarea pronunțată, într-un timp scurt, a vitezei motorului cu excitație în serie. Domeniul de reglare poate fi de 5 : 1.

8.1.4.2. **Modificarea vitezei prin slăbirea cîmpului**

La pornire motorul de curent continuu are fluxul maxim de excitație, care-i asigură un cuplu mare și un curent de pornire a cărui valoare este diminuată de către tensiunea electromotoare indusă. În regim nominal motorul funcționează, de asemenea cu flux maxim (fluxul nominal). Pentru obținerea unor viteze superioare vitezei nominale se poate recurge la slăbirea cîmpului, prin micșorarea curentului de excitație. Funcționarea

motorului în acest regim are loc pe *caracteristici mecanice artificiale de flux*, la care viteza unghiulară de mers în gol ideal este invers proporțională cu fluxul de excitație, $\Omega_0 = U/(k\Phi)$. Creșterea vitezei unghiulare Ω cu slăbirea fluxului Φ se poate explica neglijînd căderea de tensiune pe rezistența înfășurării indusului în ecuația de tensiuni : $U = RI_A + k\Phi\Omega \cong k\Phi\Omega = \text{const.}$ (în ipoteza unei tensiuni de alimentare U de valoare constantă). Cu cît fluxul de excitație este mai mic, cu atît este mai mică rigiditatea caracteristicilor mecanice. Curentul minim de excitație este limitat de fenomenul de reacție a indusului, care la fluxuri mici de excitație poate cauza o deformare pronunțată a curbei inducției magnetice din întrefier. Creșterea fluxului peste valoarea nominală nu este uzuală, din cauza saturației mașinii, deci metoda de modificare a vitezei prin intermediul curentului de excitație este *monozonală* (peste viteza nominală). Domeniul de reglare este de 1,5 : 1 ... 2 : 1 (3 : 1 în cazul motoarelor compensate).

Metoda de modificare a vitezei prin slăbirea cîmpului este *economică*, deoarece curentul de excitație reprezintă doar cîteva procente din curentul nominal (la motoarele cu excitație în derivație), deci pierderile de energie pe reostatul de cîmp sînt relativ mici. La reglarea automată a vitezei metoda necesită puteri mici de comandă, dar prezintă calități dinamice mai slabe din cauza constantelor mari de timp ale circuitului de excitație.

La motoarele de curent continuu cu excitație în *serie* slăbirea cîmpului se poate obține prin șuntarea înfășurării de excitație cu rezistoare reglabile, sau prin modificarea, în două sau trei trepte, a numărului de spire ale înfășurării prevăzute cu prize scoase la cutia de borne.

Cuplul maxim ce poate fi dezvoltat de motor în regimul de slăbire a cîmpului este limitat de încălzire și scade cu creșterea turației, iar viteza maximă, de condițiile de comutație, care se înrăutățesc la turații mari. Considerînd constant curentul absorbit de la rețea ($I_A = I_{An}$), impus de considerente de încălzire, modificarea vitezei prin slăbirea cîmpului se face la *putere constantă*. Într-adevăr, fluxul de excitație este

$$\Phi = \frac{U_n - RI_{An}}{k\Omega} = \frac{C}{\Omega}, \tag{8.38}$$

iar cuplul electromagnetic

$$M = k\Phi I_{An} = c\Phi = c\frac{C}{\Omega} = \frac{K}{\Omega} \tag{8.39}$$

are o variație hiperbolică cu viteza unghiulară. Rezultă că puterea electromagnetică este constantă : $P = M\Omega = K = \text{const.}$

Trebuie remarcat că prin creșterea turației motorului se îmbunătățesc condițiile de evacuare a căldurii prin ventilație, deci se poate admite o oarecare creștere a pierderilor în înfășurarea indusului, deci un curent mai mare. Pierderile în fier rămîn practic neschimbate prin slăbirea cîmpului ; pierderile prin curenți turbionari, proporționale cu fluxul și cu viteza, nu se modifică, iar scăderea pierderilor prin histerezis, proporționale cu pătratul fluxului și cu turația, este neesențială în bilanțul de puteri al motorului.

Motorul de curent continuu cu excitație *mixtă*, cu înfășurare serie adițională, se pretează mai bine la slăbirea cîmpului, căci înfășurarea în serie suplimentară compensează scăderea fluxului la sarcini mari cauzată de reacția indusului, mărind astfel stabilitatea motorului.

8.1.4.3. Modificarea vitezei prin legarea în serie și paralel a motoarelor de tracțiune electrică

În tracțiunea electrică de curent continuu, la vehiculele cu mai multe motoare (locomotive, tramvaie, electrocare, locomotive de mină etc.) se aplică metoda conectării motoarelor în serie, pentru pornire și deplasare cu viteze mici, după care se trece la conexiunea paralel, pentru funcționarea pe caracteristica mecanică naturală. La conectarea în serie a două motoare alimentate de la o sursă de tensiune constantă U, funcționarea are loc pe o caracteristică artificială de tensiune corespunzătoare valorii $U/2$, la care viteza unghiulară de mers în gol ideal este jumătate din cea de la tensiunea nominală $\Omega_0' = \Omega_0/2$. Caracteristica mecanică la legarea în serie este dată de ecuația

$$\Omega = \frac{U - 2RI_A}{2k\Phi}, \tag{8.40}$$

în care R este rezistența circuitului rotoric a unui motor.

La pornire se înseriază atît motoarele, cît și rezistoarele de pornire (fig. 8.15). După scoaterea completă a acestor rezistoare se trece la conexiunea paralel, eventual în serie cu unul din reostate. La locomotivele cu patru motoare se pot obține 3 trepte de tensiune : $U/4$ — toate motoarele în serie ; $U/2$ — două cîte două motoare în paralel, conectate în serie ; U — toate motoarele în paralel.

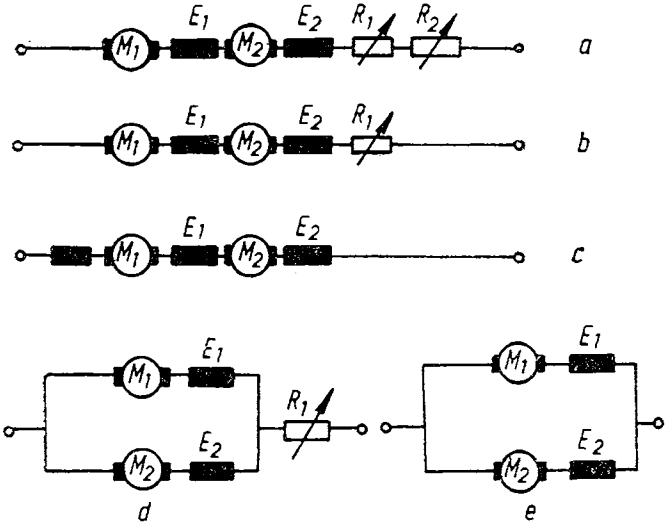


Fig. 8.15. Legarea în serie și în paralel a motoarelor de curent continuu cu excitație în serie.

8.1.4.4. Modificarea vitezei cu ajutorul grupului generator-motor (Ward-Leonard)

Alimentarea motorului de curent continuu de la un generator cu tensiune variabilă (grupul Ward-Leonard sau grupul Ward-Leonard-Ilgner dacă este prevăzut cu volant pentru atenuarea şocurilor de sarcină) a fost foarte răspîndită la începutul secolului XX într-o serie de acţionări reglabile. Importanţa acestei metode de modificare a turaţiei a început să scadă pe la 1930, cînd s-au dezvoltat redresoarele de putere, reglabile, cu vapori de mercur, dar mai ales în a doua jumătate a acestui secol, cînd s-au perfecţionat dispozitivele semiconductoare de putere.

Acţionări cu grup generator motor se întîlnesc la laminoare reversibile, teleferice de persoane, instalaţii de extracţie miniere, macarale portal, maşini-unelte de putere mare (raboteze, strunguri carusel) şi în transmisiile electrice de la motoarele diesel (locomotive diesel-electrice, acţionarea navelor, excavatoarelor etc.).

Grupul generator-motor (fig. 8.16) constă dintr-un generator de curent continuu, antrenat de un motor asincron trifazat (cu rotor în scurtcircuit la puteri mici şi cu rotor bobinat, la puteri mari) sau de un motor sincron, un motor de acţionare, de curent continuu cu excitaţie separată şi o maşină excitatoare (excitatrice), care este un generator de curent continuu, de putere mai mică, antrenat de motorul de antrenare a generatorului. Contactoarele c_1, c_2 au rolul de a inversa sensul curentului de excitaţie al generatorului, pentru a schimba polaritatea tensiunii de alimentare a motorului, la inversarea sensului său de rotaţie (este posibilă şi inversarea sensului curentului de excitaţie a motorului de curent continuu).

După pornirea motorului de curent alternativ se reglează tensiunea la bornele excitatricei cu ajutorul reostatului de excitaţie R_e. Se pune reostatul de excitaţie de la generator pe poziţia de rezistenţă maximă, pentru a se alimenta motorul cu tensiune progresiv crescătoare. *Pornirea* motorului de curent continuu va decurge cu flux maxim, pentru micşorarea curentului de pornire, deci reostatul de excitaţie de la motor se pune pe rezistenţa zero. Prin excitarea treptată a generatorului se măreşte progresiv turaţia motorului şi a maşinii de lucru acţionate. Modificarea vitezei peste viteza unghiulară nominală se face prin slăbirea cîmpului motorului de acţionare. Această metodă de reglare poate asigura un domeniu de 2 : 1, iar prin modificarea tensiunii domeniul de reglare poate

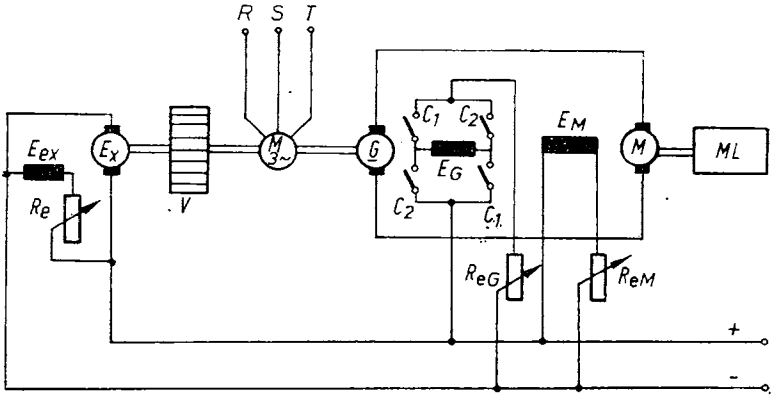


Fig. 8.16. Schema de principiu a grupului generator-motor.

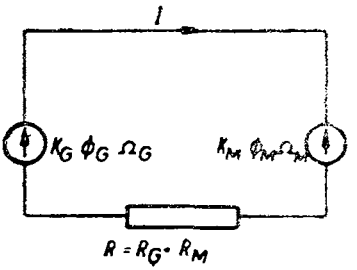


Fig. 8.17. Schema echivalentă a grupului generator-motor.

ajunge la 10 : 1, deci sistemul de acționare asigură un domeniu de reglare 20 : 1.

Frînarea de oprire sau de micșorare a vitezei se face prin recuperarea energiei cinetice acumulate în masele aflate în mișcare. Se micșorează curentul de excitație al generatorului, astfel încît tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea motorului devine mai mare decît a generatorului. Sensul curentului se inversează, motorul devine generator, generatorul motor, antrenînd motorul de curent alternativ care devine generator și furnizează rețelei energia recuperată.

Caracteristicile mecanice ale motorului de acționare se deduc cu ajutorul schemei echivalente din figura 8.17 ; $k_G \Phi_G \Omega_G$, $k_M \Phi_M \Omega_M$ sînt tensiunile electromotoare induse în înfășurarea indusului generatorului, respectiv a motorului, iar $R = R_G + R_M$ este rezistența totală a circuitului. Prin aplicarea teoremei a II-a a lui Kirchhoff se poate scrie :

$$k_G \Phi_G \Omega_G - k_M \Phi_M \Omega_M = RI. \tag{8.41}$$

Introducînd în această ecuație expresia cuplului electromagnetic al motorului $M = k_M \Phi_M I$, rezultă

$$\Omega_M = \frac{k_G \Phi_G \Omega_G}{k_M \Phi_M} - \frac{RM}{k_M^2 \Phi_M^2}, \tag{8.42}$$

sau

$$\Omega_M = \Omega_0 - \Delta\Omega, \tag{8.43}$$

unde

$$\Omega_0 = \frac{k_G \Phi_G \Omega_G}{k_M \Phi_M} = \text{const. (în regim staționar).}$$

Se observă că

$$\Delta\Omega = \frac{RM}{k_M^2 \Phi_M^2} > \frac{R_M M}{k_M^2 \Phi_M^2}, \tag{8.43, a}$$

deci rigiditatea caracteristicilor mecanice ale unui motor alimentat de un generator de putere comparabilă este mai mică decît în cazul alimentării de la o rețea de putere mult mai mare decît puterea motorului (dacă puterea rețelei se consideră infinită, tensiunea la borne nu depinde de sarcina motorului).

În domeniul de flux maxim, constant, caracteristicile mecanice au aceeași rigiditate (fig. 8.18, *a*), fiind drepte paralele, iar în domeniul de slăbire a cîmpului, rigiditatea este cu atît mai mică, cu cît curentul de excitație este mai mic.

Modificarea vitezei se face în două zone : de la zero la viteza nominală, prin creșterea tensiunii de alimentare, la flux constant, iar peste viteza nominală, la tensiune constantă și flux diminuat. Impunînd constant curentul indusului, pentru a se menține încălzirea motorului în limitele admisibile, modificarea vitezei la flux constant se face cu *cuplu constant*

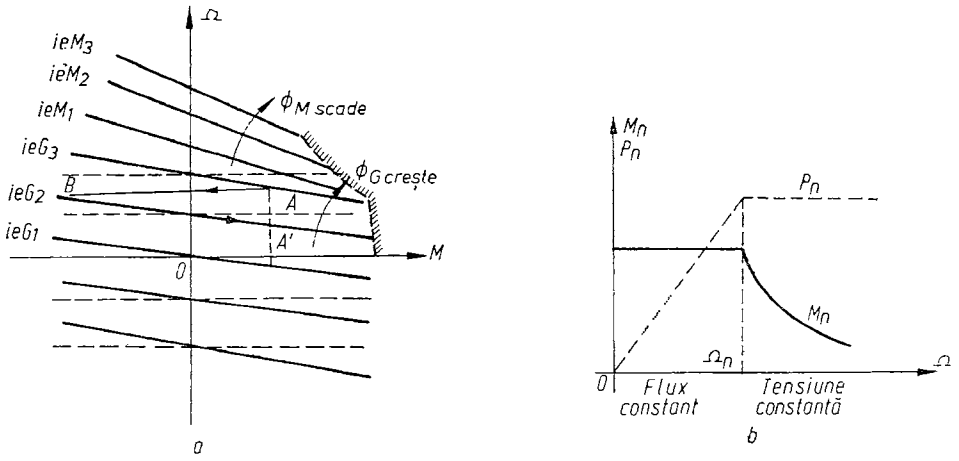


Fig. 8.18. Caracteristici mecanice ale motorului de acționare cu grup generator-motor (*a*) și variația cuplului și a puterii, la curent maxim admisibil, în cele două zone de modificare a vitezei : i_{EG} variabil și i_{EM} variabil (*b*).

($M=k\Phi I$), iar la tensiune constantă, prin slăbirea cîmpului, la *putere constantă* (fig. 8.18, *b*), căci prin diminuarea fluxului, la curent constant, cuplul scade invers proporțional cu viteza, deci puterea motorului se menține constantă. Viteza maximă a motorului este limitată de comutație și de rezistența mecanică la valori de 2 ... 3 ori viteza nominală. Viteza minimă a acționării este de circa 10 % din viteza nominală ; la viteze mai mici, tensiunea la borne devine comparabilă cu căderea de tensiune pe indus și funcționarea devine instabilă, orice variații de sarcină atrăgînd variații mari de viteză sau chiar oprirea motorului.

Funcționarea acționării cu grup generator-motor poate avea loc în toate cele 4 cadrane. Dacă este necesară reducerea vitezei, la cuplu constant, de exemplu din A în A', se reduce curentul de excitație al generatorului de la i_{eG3} la i_{eG2} (fig. 8.18, *a*). Dacă această variație se face rapid, funcționarea sare în cadranul II, în punctul B, după care se face frînare cu recuperare, pe caracteristica i_{eG2} , pînă în punctul A', funcționarea revenind în cadranul I.

Acționarea cu grup generator-motor are următoarele avantaje : a) domeniu mare de modificare a vitezei, fără pierderi de energie ; b) timp redus de pornire, datorită variației line a vitezei, la cuplu constant ; c) frînare cu recuperare, în întreaga gamă de viteze, prin simpla modificare a curentului de excitație (cu cît variația curentului de excitație al generatorului este mai bruscă, cu atît cuplul de frînare este mai mare și frînarea mai rapidă) ; d) în circuitul de putere al motorului nu sînt necesare aparate de comutație sau de protecție, motorul fiind legat nemijlocit la bornele generatorului ; e) excitația generatorului se pretează la reglare automată ; utilizînd amplificatoare se pot comanda acționări de ordinul megawaților cu semnale de comandă de ordinul waților.

Sistemul de acționare cu grup generator-motor are dezavantaje importante, care fac ca în prezent să cedeze locul acționărilor cu motor de curent continuu și mutator cu tiristoare : *a*) cost ridicat al celor 4 mașini rotative, din care 3 sînt de puteri apropiate ; *b*) gabarit mare, care necesită suprafață mare de amplasare ; *c*) randament scăzut (randamentul

global, obținut prin înmulțirea randamentului celor 3 mașini de putere, este de numai 0,5 ... 0,7); *d*) existența mașinilor cu colector implică o întreținere pretențioasă, ceea ce mărește cheltuielile de exploatare. Pentru exemplificare se arată că la acționarea unui laminor bluming de 13 MW, cheltuielile de investiții și de exploatare sînt cu 10% mai mici în cazul motorului alimentat de mutatoare cu tiristoare decît în cazul grupului generator-motor.

8.1.5. MODIFICAREA VITEZEI MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU CU MUTATOARE CU TIRISTOARE

8.1.5.1. **Motor cu excitație separată alimentat de un redresor monofazat cu un puls (monoalternanță)**

Se consideră tiristorul ideal, echivalent cu un întrerupător (fig. 8.19), care se închide după un unghi $\alpha=\omega t$, numit *unghi de comandă* și se deschide în momentul anulării curentului prin circuit (se neglijează căderea de tensiune pe ventil în sens de conducție și curentul invers). Dacă fluxul de excitație este constant, iar viteza unghiulară se consideră constantă în decursul unei perioade (situație care intervine în practică la sistemele de acționare cu moment mare de inerție), tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea rotorului este constantă, $U_e=k\Phi\Omega=\text{const}$. Polarizarea directă a tiristorului, necesară pentru o comandă eficientă, are loc numai cînd tensiunea alternativă depășește ca valoare tensiunea electromotoare indusă, $\sqrt{2}U\cdot\sin\alpha\geqslant U_e$ (fig. 8.20, *c*), deci $\alpha\geqslant\arcsin\frac{U_e}{\sqrt{2}U}$ pentru $\alpha<\frac{\pi}{2}$ și $\alpha\geqslant\arcsin\frac{U_e}{\sqrt{2}U}$, pentru $\alpha>\frac{\pi}{2}$, U fiind valoarea efectivă a tensiunii alternative.

Din momentul deblocării tiristorului, tensiunea aplicată motorului u_a devine egală cu tensiunea rețelei u, fiind valabilă ecuația :

$$u=Ri_A+L_A\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t}-U_e, \tag{8.44}$$

în care i_A este curentul prin indus, R ; L_A — rezistența și inductivitatea circuitului rotoric ; U_e — tensiunea electromotoare indusă în rotor. Forma de variație în timp a curentului depinde de raportul R/L_A ; curentul crește continuu pînă la o valoare maximă, care are loc la unghiul γ, înmagazinîndu-se energie în cîmpul magnetic al înfășurării indusului $\left(\frac{1}{2}L_Ai_A^2\right)$,

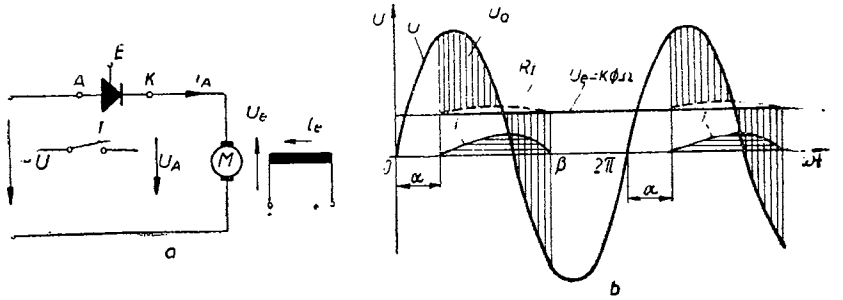


Fig. 8.19. Motor cu excitație separată alimentat de la un redresor monoalternanță (*a*) și diagramele tensiunilor și curentului (*b*).

după care scade, energia acumulată fiind retrocedată circuitului de alimentare (energia cîmpului magnetic creşte şi scade odată cu intensitatea curentului rotoric : $\frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}L_A i_A^2\right)=L_A i_A\frac{di_A}{dt}$). Bilanţul puterilor, obţinut înmulţind ecuaţia (8.44) cu i_A :

$$ui_A=-U_e i_A+R\cdot i_A^2+L_A i_A\frac{di_A}{dt}, \qquad (8.45)$$

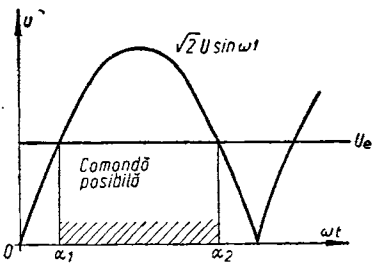


Fig. 8.20. Explicativă la determinarea domeniului de comandă posibilă a tiristoarelor.

arată că puterea absorbită de la reţea, ui_A, acoperă puterea electromagnetică $U_e i_A$, transformată de motor în putere mecanică ($U_e i_A=k\Phi\Omega i_A=M\Omega$, M fiind cuplul electromagnetic al motorului), pierderile în înfăşurare, $R\cdot i_A^2$ şi creşterea energiei înmagazinate temporar în cîmpul magnetic al înfăşurării indusului. Din momentul corespunzător unghiului γ, cînd curentul începe să scadă, energia cîmpului magnetic începe să fie cedată înapoi circuitului. După anularea tensiunii alternative ($\omega t=\pi$), puterea ui devine negativă, deoarece curentul prin tiristor nu-şi poate schimba sensul, atît reţeaua de curent alternativ cît şi motorul primesc energie din cîmpul magnetic al înfăşurării indusului, ceea ce face ca prin circuit să existe curent şi la valori negative ale tensiunii alternative, pînă la anularea energiei localizate în cîmpul magnetic (unghiul β).

Integrînd ecuaţia (8.44) între α şi γ, respectiv γ şi β,

$$\int_\alpha^\gamma [u-(R\cdot i_A-U_e)]\ \mathrm{d}(\omega t)=\omega\int L_A \mathrm{d}i_A=L_A i_m\omega, \qquad (8.46)$$

$$\int_\gamma^\beta [u-(R\cdot i_A-U_e)]\ \mathrm{d}(\omega t)=\omega\int L_A \mathrm{d}i=-L_A i_m\omega, \qquad (8.47)$$

se observă că aria suprafeţei cuprinse între curba $u(t)$ şi $Ri_A(t)$—U_e, considerată de la unghiul α pînă la unghiul γ, este egală cu aria corespunzătoare variaţiei curentului de la unghiul γ pînă la anularea sa (unghiul β). Unghiul de conducţie a tiristorului, β—α, poate fi deci determinat punînd condiţia de egalitate a acestor arii.

Ecuaţia valorilor medii ale tensiunilor motorului

$$U_A=R\cdot I_A+k\Phi\Omega \qquad (8.48$$

obţinută prin integrarea ecuaţiei (8.44), în care s-a pus $u=u_A$, arată că pentru un anumit curent, determinat de cuplul rezistent la arborele motorului ($M=k\Phi I_A$), viteza unghiulară depinde de valoarea medie aplicată la perii, deci de valoarea medie a tensiunii redresate. Neglijînd căderea de tensiune pe rezistenţa indusului, rezultă $U=k\Phi\Omega$, deci *viteza unghiulară este proporţională cu valoarea medie a tensiunii de la bornele motorului, care este funcţie de unghiul de comandă* α. Motorul de curent continuu cu redresor comandat beneficiază şi de o *metodă economică de pornire,* care se face comandînd redresorul cu unghiuri apropiate de π în momentul conectării motorului, iar pe măsura creşterii turaţiei unghiurile de comandă se micşorează, evitîndu-se în acest fel supracurenţii de pornire.

Durata trecerii curentului prin motor, într-o perioadă, se poate prelungi prin utilizarea *diodei de circulaţie liberă* (diodei de fugă), ca în figura 8.21. După anularea tensiunii alternative curentul nu se mai închide

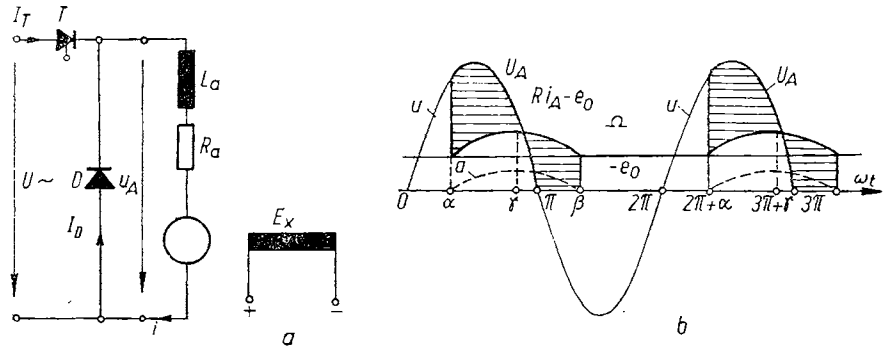


Fig. 8.21. Schema de conectare a diodei de circulație liberă (*a*) și diagramele tensiunilor și curentului (*b*).

prin sursă, ci prin diodă, care preia curentul tiristorului în intervalul $\omega t \in (\pi, \beta)$; energia cîmpului magnetic nu mai este retrocedată sursei, ci contribuie la prelungirea duratei curentului (care se determină prin egalitatea ariilor haşurate diferit). În acest fel se micşorează şi puterea reactivă luată de redresor de la reţea, mărindu-se factorul de putere al sistemului.

În schemele de redresare analizate mai sus curentul prin motor se întrerupe în fiecare perioadă, regimul de funcţionare al motorului este *regim de curent întrerupt*. Este posibilă şi funcţionarea în *regim de curent neîntrerupt*, dacă inductivitatea rotorului are valoare mare, la cupluri mari de sarcină şi viteze mici (la redresoarele monofazate cu un puls acest regim intervine rar).

Caracteristica mecanică în regim de curent neîntrerupt, la schema cu diodă de circulaţie liberă, se determină calculînd valoarea medie a tensiunii redresate, pe o perioadă,

$$U_A = \frac{1}{2\pi}\sqrt{2}U \sin \omega t \, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U}{2\pi}(1+\cos\alpha). \tag{8.49}$$

Din (8.48) rezultă

$$\Omega = \frac{\sqrt{2}U(1+\cos\alpha)}{2\pi k\Phi} - \frac{RM}{k^2\Phi^2}, \tag{8.50}$$

deci caracteristica mecanică este *rigidă*, viteza unghiulară de mers în gol ideal Ω_0 fiind determinată de unghiul de comandă a tiristorului. Caracteristicile mecanice artificiale pentru diferite unghiuri de comandă α sînt de fapt caracteristici artificiale de tensiune; la cuplu rezistent constant, viteza motorului se modifică prin modificarea unghiului de comandă a tiristorului.

Schemele de redresare monofazate cu un singur puls se aplică numai la puteri mici (pînă la 500 W), datorită următoarelor particularităţi:

— regimul de curent întrerupt este caracterizat de un raport mare între valoarea efectivă (care determină încălzirea motorului) şi valoarea medie a curentului, care dă cuplul electromagnetic mediu, deci motorul nu este bine utilizat, încălzindu-se la sarcini relativ mici;

— la acţionările cu moment de inerţie redus, viteza unghiulară oscilează în jurul valorii medii, iar funcţionarea motorului nu este lină, ci sacadată;

— dacă motorul este alimentat prin transformator, pentru modificarea tensiunii, componenta continuă a curentului, care parcurge secundarul într-un singur sens, saturează circuitul magnetic, înrăutățind funcționarea transformatorului.

8.1.5.2. Motor de curent continuu cu excitație separată alimentat de un redresor monofazat cu două pulsuri (bialternanță)

Se consideră puntea semicomandată din figura 8.22, *a*. În intervalele de timp în care tiristoarele sînt blocate, diodele D_3 și D_4 joacă rolul unei diode de circulație liberă, îmbunătățind factorul de putere al redresorului. Schema se utilizează la acționări care nu impun frînarea cu recuperare, deoarece puntea semicomandată nu poate funcționa în regim de invertor. Se presupune, ca în cazul precedent, că datorită momentului mare de inerție la arborele motorului, turația sa nu variază în decursul unei perioade, deci, la flux constant, tensiunea electromotoare indusă $U_e = k\Phi\Omega$ este constantă.

Pentru un anumit unghi de comandă α, dacă inductivitatea rotorului este relativ mică, curentul se întrerupe la fiecare alternanță (fig. 8.22, *b*). Motorul funcționează în regim de *curent întrerupt*. Dacă inductivitatea din circuitul rotorului este mare ($L_A/R \gg T$, unde T este perioada tensiunii de alimentare), energia înmagazinată în cîmpul magnetic este suficientă pentru a prelungi durata curentului pînă în momentul deblocării tiristorului următor (fig. 8.22, *c*); curentul este ondulat, dar *neîntrerupt*. Situa-

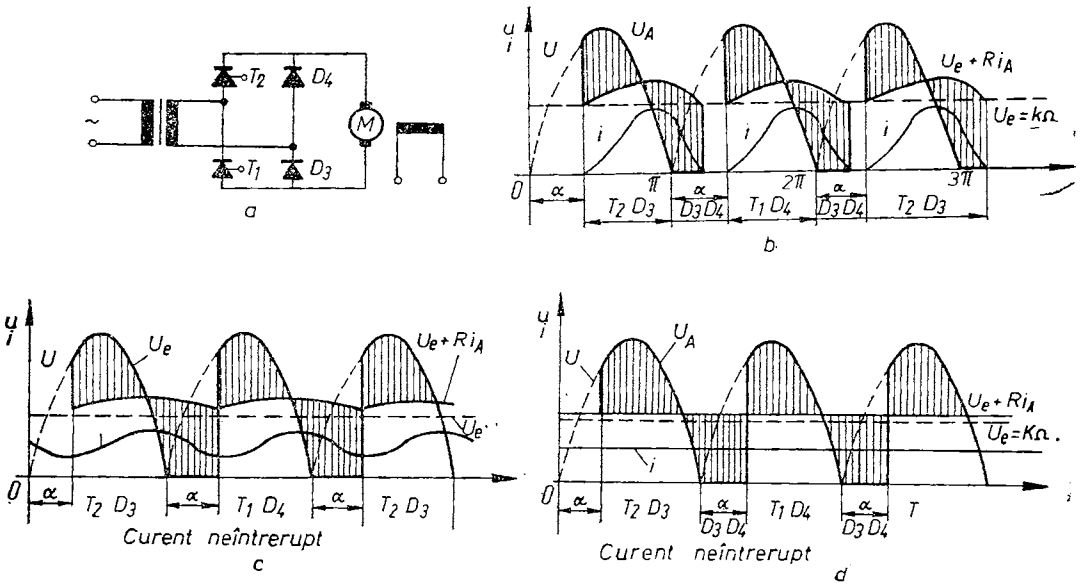


Fig. 8.22. Motorul de curent continuu cu excitație separată alimentat de la o punte monofazată semicomandată (*a*) și forma undei curentului pentru cazul: unei inductivități rotorice mici (curent întrerupt); (*b*) inductivități rotorice mari (curent neîntrerupt) (*c*); inductivități rotorice infinite a bobinei de netezire (curent perfect netezit (*d*).

ția ideală se obține dacă în circuitul rotorului există așa-numita *bobină de netezire*, de reactanță mult mai mare decît rezistența circuitului, a cărei inductivitate se opune variației curentului, care își menține valoarea constantă (fig. 8.22, *d*).

Caracteristicile mecanice ale motorului au alură diferită, după cum curentul este întrerupt sau neîntrerupt. Se analizează caracteristicile mecanice pentru trei unghiuri de comandă, $\alpha=45°$, $\alpha=90°$ și $\alpha=135°$ (fig. 8.23). La o anumită scară, tensiunea electromotoare și viteza unghiulară pot fi reprezentate prin același segment. Pentru $\alpha=45°$ (fig. 8.23,*a*) comanda este posibilă numai pentru $U_e < \sqrt{2}U\sqrt{2}/2$, adică $U_e<U$, $\Omega<\Omega_1$. Curentul i_1 pentru $\Omega=\Omega_1$ are o durată ce se poate determina cu regula egalității ariilor ; valorii medii a curentului îi corespunde cuplul electromagnetic mediu M_1. La o altă viteză Ω_2, curentul poate fi neîntrerupt i_2 și îi corespunde cuplul mediu M_2. În regim de curent neîntrerupt ecuația caracteristicii mecanice se poate scrie pentru valorile medii ale tensiunii redresate aplicate motorului,

$$U_A=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi+\alpha}\sqrt{2}\,U\sin\omega t\;\mathrm{d}(\omega t)=\frac{\sqrt{2}\,U}{\pi}(1+\cos\alpha) \qquad (8.51)$$

și curentului I_A (determinate grafic cu ajutorul ariei limitate de curba curentului și axa abciselor). Se poate deci scrie, în valori medii

$$U_A=RI_A+k\Phi\Omega,\quad M=k\Phi I_A\,; \qquad (8.52)$$

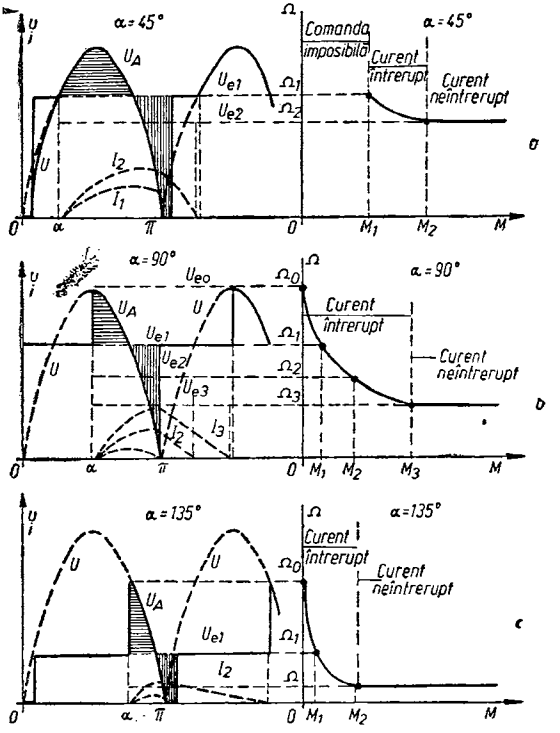


Fig. 8.23. Determinarea caracteristicilor mecanice ale motorului cu excitație separată alimentat de o punte redresoare semicomandată :
a) $\alpha=45°$; *b*) $\alpha=90°$; *c*) $\alpha=135°$.

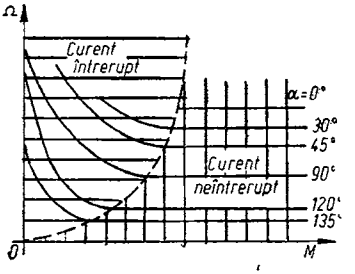


Fig. 8.24. Caracteristicile mecanice ale motorului cu excitație separată pentru diferite unghiuri de comandă a tiristoarelor.

deci

$$\Omega = \frac{\frac{\sqrt{2}U}{\pi}(1+\cos\alpha)\frac{R}{k\Phi}M}{k\Phi} \tag{8.53}$$

adică aceeași variație ca și la motorul alimentat de la o sursă de tensiune constantă (pentru un α dat).

În mod asemănător se pot construi și caracteristicile pentru celelalte două unghiuri de comandă considerate. Se observă că la $\alpha > 90°$ la sarcini mici, motorul se poate ambala, la fel ca și motorul cu excitație în serie, datorită regimului de curent întrerupt.

Caracteristicile mecanice ale unui motor cu excitație separată alimentat de o punte monofazată semicomandată sînt arătate în figura 8.24, cu unghiul de comandă α luat ca parametru.

8.1.5.3. Motorul cu excitație în serie alimentat de o punte monofazată

Schema de alimentare a motorului cu excitație în serie de la un redresor cu tiristoare în punte monofazată se aplică la locomotivele electrice de curent alternativ; la sistemul de tracțiune în curent alternativ de frecvență industrială, la care utilizarea motorului monofazat cu colector întîmpină dificultăți din cauza comutației, motorul cu redresor este folosit aproape exclusiv.

Redresorul monofazat de pe locomotivă alimentează motorul cu o tensiune, care, pe lîngă componenta continuă, are un bogat conținut de armonici superioare de ordin par, dintre care cea mai importantă este armonica a doua (de 100 Hz). Spectrul de armonici ale curentului se poate diminua dacă se mărește inductivitatea circuitului. Componenta alternativă a curentului ce străbate înfășurarea de excitație determină o variație a fluxului inductor, care induce în secțiile rotorului scurtcircuitate de perii, în procesul de comutație, tensiuni electromotoare de tip „transformatoric", inexistente la motoarele excitate cu flux constant. Aceste tensiuni induse creează dificultăți comutației, deoarece polii de comutație sînt ineficienți pentru anularea lor, tensiunile induse „prin rotație" fiind defazate cu $\pi/2$ față de tensiunile „transformatorice". Tensiunile induse, necompensate, din secția care comută determină apariția scînteilor la colector. Netezirea completă a curentului de excitație, prin utilizarea unor bobine de netezire de reactanță foarte mare ar duce la gabarite și costuri exagerate. Din acest motiv, pentru menținerea practic constantă a curentului de excitație, componenta alternativă a curentului motorului se deviază printr-un rezistor de șuntare, conectat în permanență în paralel cu

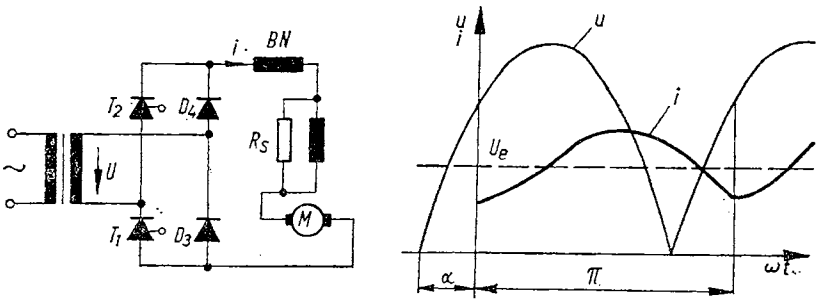


Fig. 8.25. Motorul de curent continuu cu excitație în serie alimentat de o punte semicomandată și diagrama de variație a curentului (neîntrerupt).

înfășurarea de excitație (fig. 8.25). La flux de excitație constant numai componenta continuă a curentului indusului dă naștere unui cuplu util, valoarea medie a cuplului dat de armonicile superioare fiind egală cu zero. Pentru evitarea supraîncălzirii motorului, cauzate de armonicile superioare, se limitează amplitudinea armonicii a doua la 30% din componenta continuă a curentului cu ajutorul bobinei de netezire (valoare stabilită din considerente tehnico-economice); printr-o dimensionare corespunzătoare a rezistorului de șuntare armonica a doua din curentul de excitație se poate reduce la 3% din valoarea componentei continue. Motorul la care se suprimă armonicile superioare din curentul de excitație se numește *motor de curent ondulat*. Este posibilă alimentarea motorului de la redresor fără a mai fi nevoie de bobină de netezire, pentru ca armonicile superioare ale fluxului să producă cuplu util cu armonicile superioare ale curentului indusului. Motorul trebuie dimensionat însă pentru a face față pierderilor suplimentare cauzate de armonicile superioare și comutației înrăutățite, la fel ca și motorul monofazat cu colector (jugul statoric din tole și gabarit mai mare); acest tip de motor se numește *motor de tensiune ondulată*.

Caracteristicile mecanice ale motorului cu excitație în serie alimentat de la redresorul monofazat au aceeași alură ca și la alimentarea de la o sursă de tensiune continuă, dar sînt mai căzătoare (mai moi). Determinarea lor exactă întîmpină dificultăți din cauza ecuațiilor transcendente ce intervin la calculul curentului, chiar în regim de curent neîntrerupt și în ipoteza neglijării comutației redresorului și a saturației motorului [14].

8.1.5.4. Acționări reversibile cu motor de curent continuu și mutator monofazat

Funcționarea motorului de acționare în toate cele 4 cadrane, impusă de unele mașini de lucru, este posibilă dacă se folosesc două redresoare (complet comandate), conectate în opoziție. Cele două redresoare pot funcționa separat, cîte unul pentru fiecare sens de rotație, sau *concomitent*, în care caz un grup funcționează ca redresor, iar celălalt ca invertor.

Se consideră schema de redresare cu priză mediană din figura 8.26, *a*. Spre deosebire de mutatoarele reversibile la care un grup de tiristoare lucrează, iar celălalt este blocat, la mutatorul cu funcționare concomitentă a celor două grupuri apare un *curent de circulație* între redresor și inver-

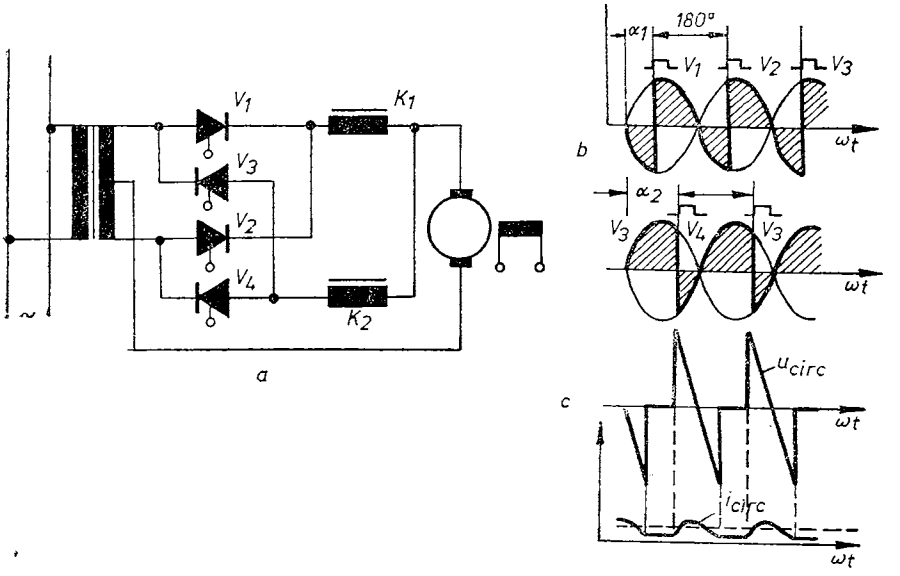


Fig. 8.26. Mutator monofazat reversibil cu curent de circulație (*a*); diagramele tensiunilor redresate de cele două grupuri de tiristoare (*b*); diagramele tensiunii și curentului de circulație (*c*).

tor, pentru a cărui limitare se conectează bobinele cu miez de fier K_1 și K_2. Fiecare grup de tiristoare, V_1, V_2 respectiv V_3, V_4 este comandat cu un unghi care să asigure aceeași tensiune medie redresată, de exemplu $\alpha_A = 60°$, $\alpha_B = 120°$, respectîndu-se condiția $\alpha_A + \alpha_B = 180°$. Curentul de circulație i_{circ} apare din cauza diferenței u_{circ} dintre valorile momentane ale celor două tensiuni redresate, de valori medii egale (8.26, *b*). Această diferență, de formă alternativă, creează un curent pulsatoriu, a cărui amplitudine depinde de unghiul de comandă, fiind maximă la $\alpha = 90°$.

Pentru un anumit sens de rotație a motorului (de exemplu, dreapta) grupul de tiristoare V_1—V_2 funcționează ca *redresor activ*, cu un unghi de comandă $\alpha_A > 90°$ (fig. 8.27); tensiunea medie redresată fiind mai mare decît tensiunea electromotoare, mașina funcționează în regim de *motor*. Prin acest redresor circulă suma dintre curentul motorului i_m și curentul de circulație i_{circ}. Grupul de tiristoare V_3—V_4 este comandat cu $\alpha_B > 90°$, deci lucrează în regim de *invertor*, dar *pasiv*, căci este parcurs doar de curentul de circulație. Dacă turația motorului are tendința să crească, ca urmare a scăderii sarcinii, sau dacă se dă comandă de micșorare a turației sau de oprire, tensiunea electromotoare devine mai mare ca tensiunea redresată medie, curentul rotoric se anulează și schimbîndu-și sensul, trece prin grupul invertor B (V_3, V_4), care devine activ, iar redresorul A (V_1, V_2) devine pasiv, fiind parcurs doar de curentul de circulație. La funcționarea cu alt sens de rotație, printr-o comandă adecvată grupul de tiristoare care fusese redresor ($\alpha < 90°$) devine invertor ($\alpha > 90°$) și invers. Trecerea grupului de tiristoare din stare activă (parcurse de curentul motorului) în stare pasivă (parcurse doar de curentul de circulație), ca și regimul energetic al mașinii de acționare (motor sau generator), depinde deci de jocul valorilor absolute $U_A = -U_B$ ale tensiunilor redresate de cele două grupuri (valori medii) și a tensiunii electromotoare induse în motor $U_e = k\Phi\Omega$.

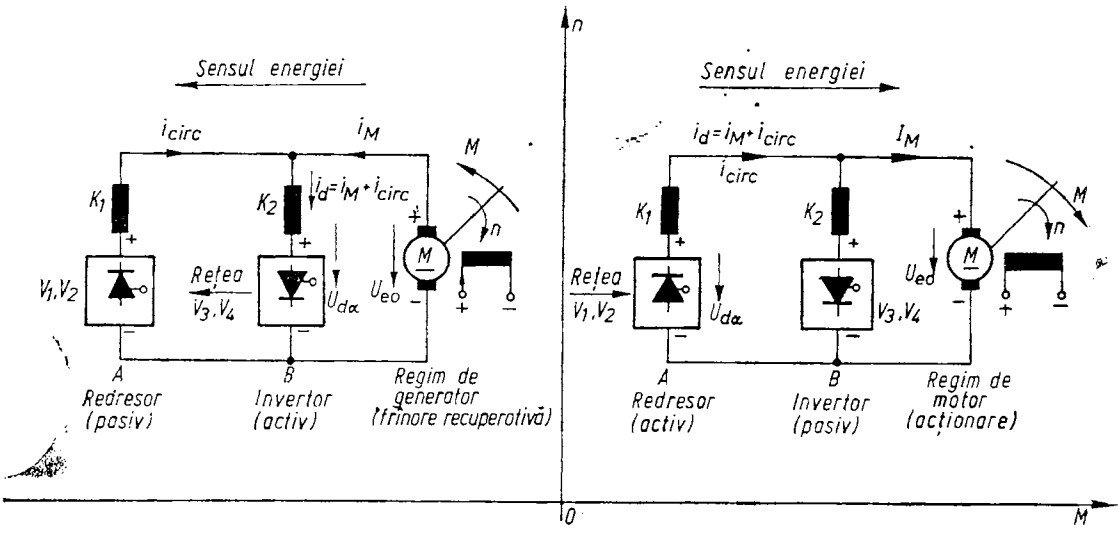


Fig. 8.27. Funcționarea mutatorului în primele două cadrane.

Curentul de circulație produce pierderi suplimentare în înfășurările bobinelor de limitare și în tiristoare, iar bobinele măresc costul instalației, deși au și un rol de netezire a curentului motorului. Cu toate acestea, schema reversibilă cu curent de circulație este mai avantajoasă decît schema cu grupuri independente de tiristoare (fără curent de circulație), prin simplitatea comenzii, care nu mai trebuie să blocheze grupul de tiristoare în concordanță cu sensul de circulație a energiei și prin asigurarea unui curent neîntrerupt prin motor. Pentru limitarea curentului de circulație, este recomandabil să nu se lucreze cu unghiuri de comandă mai mari de 30° (respectiv 150°). Schema descrisă este aplicată la variatorul de turație cu tiristoare de fabricație românească (tip V 1.3, Electrotehnica București), destinat alimentării unui motor de curent continuu de 110 V, 2,2 kW. Variatorul este prevăzut cu regulator automat al turației motorului și cu limitare de curent.

8.1.5.5. **Motor de curent continuu cu excitație separată alimentat de un mutator trifazat cu un puls**

Mutatoarele monofazate se utilizează numai la puteri mici (4 ... 5 kW), sau în acționările unde nu există decît rețea monofazată (cazul tracțiunii electrice în curent alternativ). La puteri mai mari se folosesc mutatoare trifazate cu un puls (în stea) sau cu două pulsuri (în punte). Deși schema în punte se aplică mai frecvent, avînd avantajul unei pulsații mai mici a tensiunii redresate și o utilizare mai bună a transformatorului, pentru înțelegerea mai ușoară a fenomenelor se prezintă schema în stea (cu punct neutru), care alimentează un motor cu excitație separată ce acționează o instalație de ridicat (fig. 8.28). Se consideră că în serie cu motorul este conectată o bobină de netezire a cărei inductivitate este suficient de mare pentru a avea un curent fără pulsații (perfect netezit). Tiristoarele T_a, T_b, T_c de pe cele trei faze primesc la intervale regu-

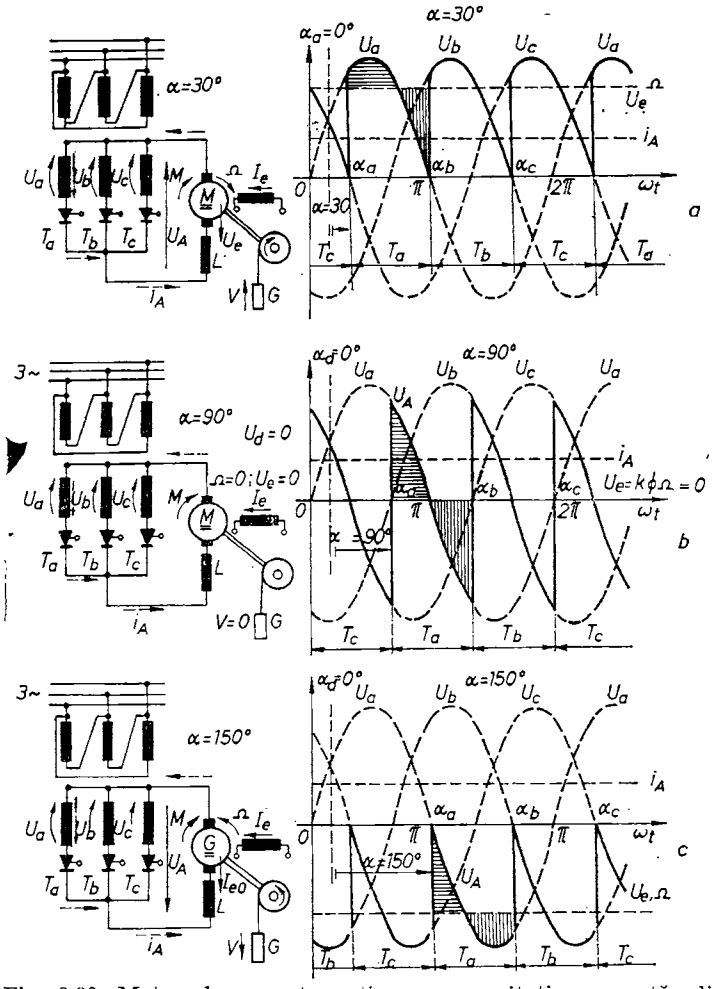


Fig. 8.28. Motor de curent continuu cu excitație separată alimentat de la un mutator trifazat cu un puls și diagramele tensiunii redresate pentru diferite unghiuri de comandă :
a) $\alpha=30°$; *b*) $\alpha=90°$; *c*) $\alpha=150°$.

late de timp impulsuri de comandă defazate cu $2\pi/3$ radiani, în aceeași succesiune ca și a tensiunilor de fază U_a, U_b, U_c, presupuse simetrice. Unghiul de comandă α, același pentru toate tiristoarele, se măsoară din momentul în care tiristorul considerat este capabil să intre în conducție, adică din momentul cînd tensiunea de fază respectivă devine mai mare decît a celorlalte două (momentul *comutației naturale*).

Dacă impulsul de comandă α se aplică cu o întîrziere de 30° (fig. 8.28, *a*), tiristorul T_a aflat, de exemplu, în conducție, aplică motorului tensiunea U_a, pînă la intrarea în conducție a tiristorului T_b, care îi aplică tensiunea U_b ș.a.m.d. Tensiunea redresată, aplicată motorului, este desenată cu linie plină. Valoarea sa medie este pozitivă, mutatorul funcționează în regim de *redresor,* iar mașina în regim de *motor,* dezvoltînd cuplul M, de același sens cu Ω, care ridică greutatea sarcinii. În ipoteza neglijării rezistenței rotorice, valoarea medie a tensiunii redresate este egală

cu valoarea tensiunii electromotoare $U_e = k\Phi\Omega$, iar unghiul de conducție a tiristorului este dat de egalitatea ariilor haşurate. Prin mărirea unghiului de comandă scade valoarea medie a tensiunii redresate, deci şi tensiunea electromotoare şi, prin urmare, turaţia motorului. Dacă unghiul de comandă atinge valoarea de 90° (fig. 8.28, *b*), $U_A \cong U_e = 0$, $\Omega = 0$, motorul se opreşte, dar dezvoltă cuplul care echilibrează cuplul de sarcină, greutatea G fiind în repaus (motorul nu dezvoltă, totuşi, putere mecanică, viteza unghiulară fiind egală cu zero). Prin mărirea în continuare a unghiului de comandă α, valoarea medie a tensiunii aplicate motorului devine negativă, rotorul îşi schimbă sensul de rotaţie, greutatea coboară, dar sensul curentului rămîne acelaşi, fiind impus de ventile. În conformitate cu asocierea sensurilor pozitive ale curentului şi tensiunii, motorul trece în regim de *generator*; cuplul dezvoltat avînd acelaşi sens ca înainte (curentul şi fluxul magnetic avînd acelaşi sens), dar opunîndu-se mişcării, este un cuplu rezistent; mutatorul devine *invertor*, prin intermediul căruia energia potenţială a greutăţii, transformată de maşina de acţionare în energie electrică, este cedată reţelei de alimentare. Acest sistem de acţionare realizează, aşadar, *frînarea cu recuperare*.

Caracteristica mecanică a motorului, în regim de curent *neîntrerupt*, se obţine, ca şi la redresorul monofazat, prin introducerea în ecuaţia de tensiuni a valorii medii a tensiunii redresate U_A şi a curentului prin motor I_A. Tensiunea medie redresată rezultă făcînd media tensiunii pe perioada de conducţie a unui tiristor (fig. 8.28, *a*):

$$U_A = \frac{3}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}U \sin \omega t \, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{3}{2\pi}\sqrt{2}U\left[\cos\left(\frac{\pi}{6}+\alpha\right) - \right.$$

$$\left. -\cos\left(\frac{5\pi}{6}+\alpha\right)\right] = \frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2}\,\pi} U \cos\alpha$$

deci

$$\Omega = \frac{\frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} U \cos\alpha - \frac{R}{k\Phi} M}{k\Phi}. \qquad (8.54)$$

Caracteristicile mecanice pentru diferite unghiuri de comandă, în ipoteza neglijării rezistenţei indusului, sînt date în figura 8.29. Se observă că pentru unghiuri de comandă mai mici de 90° sistemul de acţionare funcţionează ca redresor-motor, iar pentru $\alpha > 90°$, ca generator-invertor. În regim de curent întrerupt, expresia analitică a caracteristicii mecanice este mult mai complicată; alura caracteristicii în acest regim este asemănătoare cu cea a motorului cu mutator monofazat.

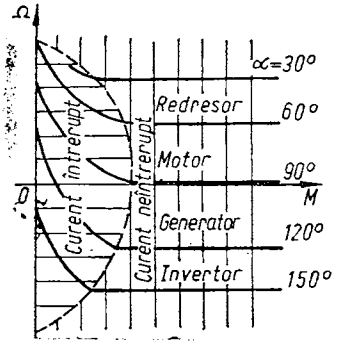


Fig. 8.29. Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitaţie separată alimentat de un redresor trifazat comandat, pentru diferite unghiuri de comandă a tiristoarelor.

La sistemele de acţionare la care sensul de rotaţie a motorului nu se inversează în procesul de frînare, cum este cazul maşinilor-unelte sau al vehiculelor acţionate electric, frînarea cu recuperare este posibilă prin inversarea conexiunilor la perii sau a curentului de excitaţie, cu ajutorul unor contactoare. Aceste contactoare pot servi la inversarea sensului de mers.

8.1.5.6. Acţionări reversibile cu motor de curent continuu şi mutator trifazat cu un puls

Pentru eliminarea contactoarelor electromagnetice din schemele acţionărilor reversibile, se recurge adesea la două mutatoare. Schema din figura 8.30, cu două mutatoare conectate în *paralel în opoziţie* (antiparalel), funcţionează cu *curenţi de circulaţie,* la fel ca şi schema din figura 8.26, de la mutatoarele monofazate. Curenţii de circulaţie, care se închid între cele două grupuri de tiristoare, se limitează de către bobinele de reactanţă *L*. Pentru un anumit sens de rotaţie, o grupă de tiristoare este comandată în regim de redresor ($\alpha<90°$), iar cealaltă în regim de invertor ($\alpha>90°$), între unghiurile corespunzătoare de comandă respectîndu-se relaţia $\alpha_A+\alpha_B=180°$. Trecerea motorului în regim de generator, la frînarea cu recuperare, apare, ca la schema monofazată amintită, cînd tensiunea medie redresată devine mai mică decît tensiunea electromotoare, $U_A<U_e=k\Phi\Omega$, situaţie în care redresorul devine pasiv, iar invertorul, activ. Pentru schimbarea sensului de rotaţie este necesar ca mutatorul care lucrase ca invertor să fie comandat ca redresor şi invers. Unghiul de comandă se măsoară din momentul comutaţiei naturale. Schema descrisă se aplică la variatorul de construcţie românească V 3.2 (Electrotehnica Bucureşti), cu o putere de 1,5 ... 5,5 kW, destinat acţionării avansului la maşinile-unelte cu comandă numerică. Din cauza costului ridicat al bobinelor de limitare, schemele de acţionare reversibilă cu curenţi de circulaţie nu se aplică la puteri mari.

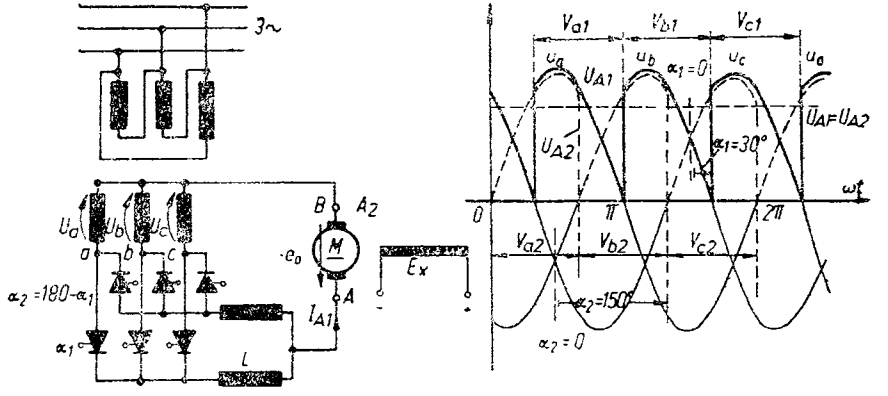


Fig. 8.30. Mutator trifazat reversibil cu curenţi de circulaţie (montaj paralel în opoziţie):

a — schema de principiu; *b* — diagramele tensiunilor pentru $\alpha_1=30°$ şi $\alpha_2=150°$.

8.1.5.7. Acționări de curent continuu cu mutatoare trifazate cu două pulsuri (bialternanță)

Mutatoarele trifazate cu două pulsuri (punte trifazată) sînt preferate, la puteri mari, datorită pulsației mai reduse a tensiunii redresate și utilizării mai bune a transformatorului de alimentare. Ca și la puntea monofazată, în regim de redresor este mai convenabil să se comande cu unghi variabil numai trei ventile, celelalte fiind deblocate tot timpul (avînd rol de diode), puntea semicomandată asigurînd un factor de putere mai ridicat. Tiristoarele din figura 8.31 (punte complet comandată) primesc impulsuri de comandă la intervale de $\pi/3$ radiani, în succesiunea a_1, c_2, b_1, c_2, c_1, b_2 etc. În permanență se află în conducție simultană, pe faze diferite, cîte un tiristor din grupul din stînga și unul din grupul din dreapta. În figură este reprezentat curentul în momentul cînd conduc simultan tiristoarele a_1 și b_2, cînd motorului i se aplică tensiunea de linie $u_{ab} = u_a - u_b$. În momentul cînd se deblochează tiristorul următor C_2 tensiunea $u_{ac} = u_a - u_c$ devine mai mare decît u_{ab} și curentul își schimbă drumul, trecînd prin ventilele a_1 și c_2 ș.a.m.d. Tensiunea redresată are 6 pulsuri într-o perioadă a tensiunii de alimentare (cîte două pulsuri pentru fiecare fază).

Puntea trifazată complet comandată poate funcționa, printr-o comandă adecvată, în regim de invertor, iar prin utilizarea a două punți conectate în paralel în opoziție, se poate obține un mutator de patru cadrane.

La alimentarea motoarelor de curent continuu de puteri mari (peste 1 000 kW) și în special la tensiuni ridicate, se aplică scheme cu două redresoare înseriate, alimentate de două transformatoare diferite, sau de un același transformator, prevăzut cu două înfășurări secundare (fig. 8.32), de regulă cu conexiuni diferite (una în stea și una în triunghi). O astfel de schemă se utilizează la motorul de acționare a instalației de extracție miniere (3 000 kW), prevăzut cu regulator automat de turație. Înfășurarea de excitație a motorului este alimentată de la două redresoare trifazate cu punct neutru, conectate în opoziție, cîte unul pentru fiecare sens de

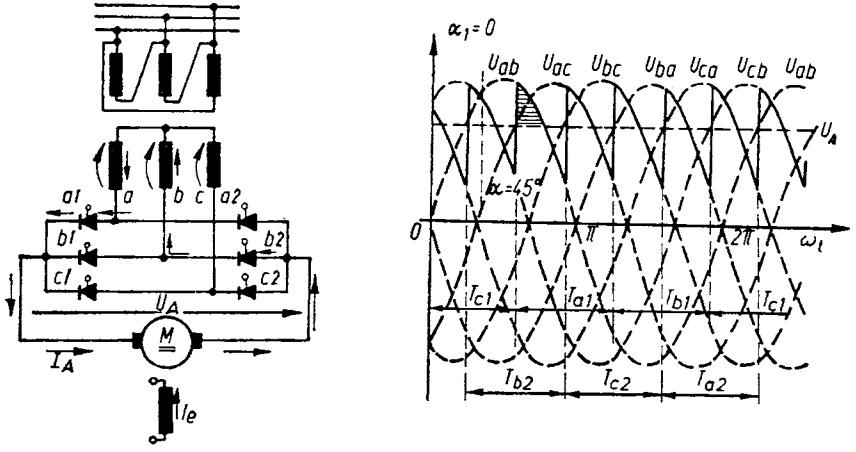


Fig. 8.31. Acționare cu motor de curent continuu cu excitație separată și mutator trifazat în punte.

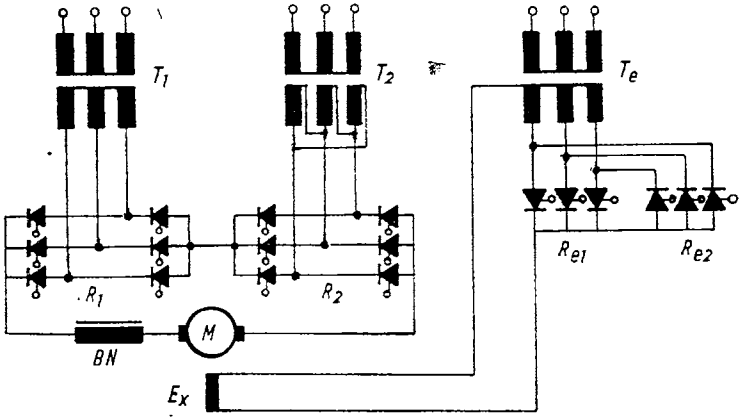


Fig. 8.32. Motor cu excitație separată alimentat de la două mutatoare de mare putere înseriate.

rotație (fig. 8.32). Schemele cu redresoare înseriate permit o ameliorare a factorului de putere al instalației, precum și o micșorare a tensiunii inverse care solicită tiristoarele.

8.1.5.8. Modificarea vitezei motorului de curent continuu cu ajutorul contactoarelor statice de tensiune reglabilă (choppere)

Sistemele de acționare la care sursa de curent continuu disponibilă are tensiune fixă (baterii de acumulatoare, fir de contact alimentat în curent continuu), pot aplica metoda de modificare a vitezei prin impulsuri de tensiune constantă, cu frecvența sau durata variabilă. Impulsurile de tensiune sînt furnizate de un contactor static de curent continuu, la care prin modulația lățimii sau frecvenței impulsurilor se obține o tensiune medie reglabilă. Pentru menținerea curentului prin motor și în intervalele de timp în care contactorul este deschis (blocat), se recurge la o diodă de circulație liberă (fig. 8.33, *a*). În momentul aplicării tensiunii sursei la bornele indusului, curentul începe să crească exponențial, cu constanta de timp $T_c = L/R$, L, R, fiind inductivitatea și rezistența circuitului (figura 8.33, *b*). După blocarea contactorului, curentul se închide prin diodă și scade exponențial, cu aceeași perioadă. Dacă perioada de repetiție a impulsurilor T este mult mai mică decît constanta de timp T_c a circuitului, curentul nu are timp să se anuleze, deci regimul de funcționare a motorului este de *curent neîntrerupt*. În practică acest regim se obține pentru frecvențe minime de comutație de 100 ... 500 Hz, frecvențe care, evident, nu pot fi realizate de către contactoare electromagnetice.

În regim de curent neîntrerupt, caracteristicile mecanice se determină prin introducerea valorii medii a tensiunii aplicate motorului $U_A = \frac{t_A U_b}{T} = \alpha U_b$, t_a fiind durata impulsului, U_b — tensiunea sursei, iar α — durata relativă a impulsului. Expresia analitică a caracteristicii mecanice este

$$\Omega = \frac{\alpha U_b - R \cdot I_A}{k\Phi} = \frac{\alpha U_b - \frac{R}{k\Phi} M}{k\Phi}. \qquad (8.55)$$

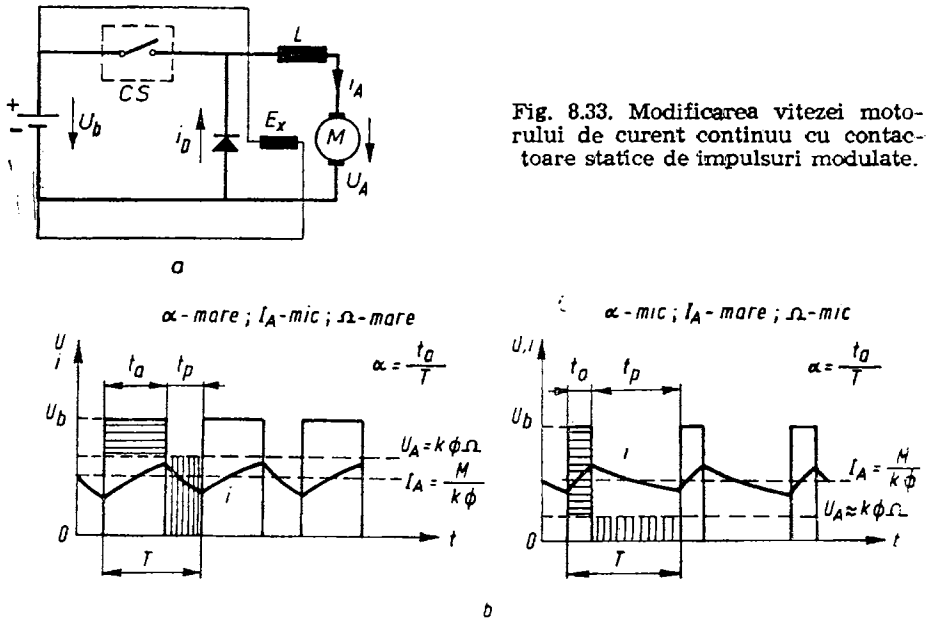


Fig. 8.33. Modificarea vitezei motorului de curent continuu cu contactoare statice de impulsuri modulate.

Caracteristicile mecanice pentru diferite durate relative α sînt date în figura 8.34. La $\alpha=1$ se obține caracteristica mecanică naturală. Micșorînd durata relativă a impulsurilor, se micșorează viteza unghiulară a motorului, la fel ca în cazul caracteristicilor artificiale de tensiune.

La acționările cu motoare de curent continuu alimentate cu impulsuri de tensiune constantă se poate face frînare cu recuperare ; pentru aceasta este suficient să se pună contactorul în locul diodei de circulație liberă și dioda în locul contactorului (fig. 8.33). În intervalul t_a cînd contactorul conduce, curentul motorului trecut în regim de generator se închide prin inductivitatea L, care înmagazinează energie în cîmpul său magnetic. În intervalul cînd contactorul este blocat, energia este restituită sursei (în cazul bateriei de acumulatoare, aceasta se încarcă). Dacă inductivitatea bobinei este suficient de mare, considerînd curentul dat de generator practic constant, înseamnă că recuperarea se poate produce chiar și la turații mici, la care tensiunea electromotoare a generatorului devine mai mică decît a sursei, prin modificarea lui α.

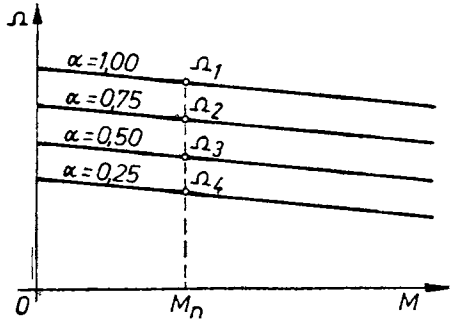


Fig. 8.34. Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu alimentat cu impulsuri de tensiune continuă.

8.1.5.9. Comportarea motoarelor de curent continuu alimentate de la mutatoare cu tiristoare

Mutatoarele cu semiconductoare de putere prezintă două aspecte importante, care influențează comportarea motoarelor pe care le alimentează și anume : *a*) constante foarte mici de timp, care permit variații bruște de

curent ; *b*) pulsații ale curentului redresat în jurul unei valori medii sau chiar întreruperi ale curentului, în anumite regimuri de funcționare. Ambele aspecte au repercusiuni nefavorabile asupra comutației motoarelor. Pe de altă parte, armonicile superioare ale curentului indusului produc o încălzire suplimentară a înfășurării, fără a da cuplu util (dacă fluxul de excitație nu conține aceste armonici).

Variațiile bruște de curent nu pot fi urmărite fidel de către fluxul de comutație, în special la motoarele ai căror poli auxiliari sînt masivi, din cauza curenților turbionari produși de aceste variații, care au un efect de întîrziere, opunîndu-se variației fluxului din piesele masive. Din acest motiv, tensiunile electromotoare de autoinducție din secțiile care comută nu mai pot fi compensate de tensiunile electromotoare induse prin rotație de fluxul polilor auxiliari și comutația este necorespunzătoare. Pentru diminuarea curenților turbionari din polii auxiliari aceștia se confecționează din tole, iar unele motoare destinate alimentării de la redresor au întregul jug statoric confecționat din tole izolate, la fel ca motoarele de curent alternativ cu colector. La aceste motoare fluxul dat de înfășurarea de comutație poate urmări fără întîrzieri apreciabile variații de curent de (100 ... 200) I_n/s. Ameliorarea comutației se obține și cu ajutorul înfășurării de compensație, cu care sînt prevăzute majoritatea motoarelor destinate acționărilor cu mutatoare.

La motoarele de curent continuu cu excitație în serie, utilizate la locomotivele cu redresoare, fenomenele se complică din cauza pulsației fluxului de excitație, care produce tensiuni electromotoare induse pe cale transformatorică în secția scurtcircuitată de perii, tensiuni ce nu pot fi compensate de polii auxiliari. Fenomenele sînt diferite, ca și măsurile de ameliorare a comutației, la motoarele cu circuit magnetic statoric masiv, cu circuit magnetic din tole, sau cu jug masiv și poli auxiliari din tole.

Curentul absorbit de la redresor de motorul de curent continuu, ca valoare momentană, poate fi considerat ca fiind compus dintr-o componentă continuă (valoarea medie) I_{med} și un număr infinit de armonici superioare de amplitudine $i_{\nu m}$, a căror frecvență depinde de numărul de pulsuri ale tensiunii redresate m ($m=2$ la puntea monofazată, $m=6$ la puntea trifazată),

$$i\,(t)=I_{med}+\sum_{\nu=1}^{\infty} i_{\nu m}\sin\,(\nu m\omega t+\varphi_\nu), \tag{3.56}$$

unde φ_ν este faza inițială a armonicii de ordinul ν, iar ω — pulsația tensiunii de alimentare.

Gradul de pulsație a curentului se poate aprecia cu ajutorul *coeficientului de ondulație*, definit ca raport între valoarea efectivă a componentei alternative și valoarea componentei continue,

$$w=\frac{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu m}^{2}}}{I_{med}}, \tag{3.57}$$

unde $I_{\nu m}$ reprezintă valoarea efectivă a armonicii de ordinul ν. Pierderile în înfășurarea motorului sînt direct influențate de coeficientul de ondulație

$$p_{cu}=R\cdot I_A^2=RI_{med}^2(1+w^2). \tag{3.58}$$

Limitarea pulsației curentului se obține prin intermediul *bobinelor de netezire*, a căror inductivitate trebuie să fie cu atît mai mare, cu cît este mai redus numărul de pulsuri ale tensiunii redresate m. Dacă m este mare, pulsația $\nu m\omega$ a armonicilor este mare, deci și reactanța $\nu m\omega L$ a bobinei de netezire, ceea ce face ca amplitudinea armonicilor să fie mică. Comutația este influențată de pulsația curentului prin aceea că tensiunea electromotoare de autoinducție poate avea valori mari dacă secția comută în momentul în care curentul pulsator are valoarea maximă. La același tip de redresor gradul de ondulație este determinat și de unghiul de comandă a tiristoarelor, avînd valori mari la unghiuri mari de comandă și în regim de curent întrerupt. Coeficientul de ondulație admis la sarcina nominală este de 0,1 ... 0,2.

Mărirea pierderilor în înfășurări datorită armonicilor superioare la unghiuri mari de comandă a tiristoarelor este însoțită de o micșorare a capacității de evacuare a căldurii prin ventilație, ca urmare a micșorării vitezei motorului. Din acest motiv, la acționările cu mutatoare cu domeniu mare de reglare a vitezei se impune utilizarea răcirii cu ventilator independent, antrenat de un motor de curent alternativ.

O altă consecință a pulsației curentului indusului o constituie pulsația cuplului electromagnetic dezvoltat de motor. În general aceste pulsații de cuplu nu sînt resimțite în sistemul de acționare, datorită constantelor mari electromecanice de timp. Oscilații ale vitezei unghiulare ar putea să apară, în regim de curent întrerupt, la acționările cu moment redus de inerție, cum sînt cele cu motoare cu rotor disc sau cu rotor cilindric de diametru mic și lungime mare. Regimul de curent întrerupt trebuie evitat, după cum s-a mai arătat, din cauza rigidității insuficiente a caracteristicilor mecanice, care face ca la variații neînsemnate ale cuplului rezistent să se producă variații mari de turație. În regim de curent întrerupt, la o creștere a cuplului de sarcină, pentru a se obține o creștere a valorii cuplului electromagnetic este necesară o creștere considerabilă a impulsurilor de curent. Pentru aceasta, tensiunea electromotoare indusă și deci viteza unghiulară a motorului trebuie să scadă mai mult decît dacă regimul de funcționare ar fi de curent neîntrerupt, deci caracteristicile mecanice sînt moi, asemănătoare cu ale motorului cu excitație în serie.

PROBLEME

8.1.P.1. Să se calculeze rezistențele de pornire pentru un motor de curent continuu cu excitație în derivație, cu următoarele date nominale: $P_n=11$ kW; $U_n=220$ V; $I_n=60$ A. Rezistența înfășurării indusului este $R_A=0{,}312\ \Omega$. Se va impune ca în timpul pornirii curentul să varieze între $I_1=2\ I_n$ și $I_2=1{,}4\ I_n$

R. $z=5$ trepte; $R_1=1{,}87$ ohmi; $R_2=1{,}31$ ohmi; $R_3=0{,}914$ ohmi; $R_4=0{,}64$ ohmi; $R_5=0{,}446$ ohmi; $R_6=R_A=0{,}312$ ohmi.

8.1.P.2. Să se calculeze rezistențele de pornire în 3 trepte pentru un motor de curent continuu cu datele nominale: $P_n=55$ kW; $U_n=220$ V; $\eta_n=0{,}894$, admițînd în timpul pornirii un curent maxim $I_1=2\ I_n$. Se va considera că pierderile în rezistența înfășurării indusului reprezintă jumătate din pierderile totale de putere, iar curentul de excitație este 1,5% din curentul nominal.

R. $\gamma=\sqrt[3]{R_1/R}=2{,}11$; $R_3=\gamma R=0{,}089$ ohmi; $R_2=\gamma^2R=0{,}188$ ohmi; $R_1=\gamma^3R=0{,}395$ ohmi

8.1.P.3. Un motor de curent continuu cu excitație în derivație, cu datele nominale : $P_n=11$ kW ; $U_n=220$ V ; $I_n=59$ A ; $n_n=3\,000$ rot/min, are rezistența înfășurării indusului $R_A=0{,}324$ ohmi și $c=k\Phi=0{,}643$ și trebuie frînat în 3 moduri :

a) prin frînare dinamică (reostatică), la un curent egal cu cel nominal și la o turație egală cu jumătate din turația nominală. Care este cuplul de frînare și ce rezistență trebuie conectată la bornele indusului ?

b) prin frînare propriu-zisă (prin conectare inversă), la un curent inițial de 100 A și o viteză unghiulară inițială egală cu viteza nominală. Se cere rezistența de frînare și bilanțul puterilor ;

c) prin frînare recuperativă, la un curent rotoric de 80 A, fără rezistență de limitare. La ce viteză de rotație funcționează mașina ?

R. *a*) $M_f=M_n+M_0$ (M_0 este cuplul de pierderi la funcționarea în gol, $M_0=M_n-M_{util}=cI_n-P_n/\Omega_n$) ; $M_f=39{,}5$ Nm ; $R_s=0{,}408$ ohmi ; *b*) $R_s=3{,}896$ ohmi ; $P_1=U_nI=22$ kW (putere absorbită de la rețea) ; $P_1+P_2=(R_s+R_A)I^2=42$ kW (putere disipată în circuitul rotoric sub formă de căldură) ; $P_2=20$ kW (putere mecanică primită la arbore) ; *c*) $\Omega=441$ rad/s ; $n=4\,210$ rot/min (se aplică ecuația caracteristicii mecanice în regim de frînare recuperativă).

8.1.P.4. Un motor de curent continuu cu excitație în derivație are datele nominale : $U_n=220$ V ; $I_n=19{,}75$ A ; $P_n=3{,}5$ kW ; $n_n=3\,000$ rot/min. Rezistența înfășurării indusului este $R_A=0{,}36$ ohmi, rezistența polilor auxiliari $R_{Ka}=0{,}205$ ohmi, rezistența înfășurării de excitație în derivație $R_E=420$ ohmi.

a) Ce viteză unghiulară are motorul funcționînd pe caracteristica naturală, la un cuplu electromagnetic egal cu jumătate din cel nominal ?

b) Ce rezistență trebuie introdusă în circuitul rotorului, pentru ca la cuplul nominal viteza unghiulară să scadă la 2/3 din cea nominală ?

c) Ce putere se disipă pe această rezistență și ce procent din puterea nominală ?

R. *a*) $\Omega=318$ rad/s (se determină constant $c=k\Phi$ din ecuația de tensiuni scrisă pentru valori nominale, cu I_n—$I_E=I_{An}$) ; *b*) $R=3{,}56$ ohmi ; *c*) $p=1\,380$ W ; 39,4%.

8.1.P.5. Un motor de curent continuu cu excitație în derivație și următoarele date nominale : $U_n=220$ V ; $I_{An}=72{,}5$ A ; $n_n=1\,500$ rot/min ; $R_E=0{,}172$ ohmi, trebuie să funcționeze, la un cuplu egal cu 80% din cel nominal, cu turație de 2 500 rot/min. În ce raport trebuie micșorat curentul de excitație ?

R. $\alpha=I_e/I_{en}=0{,}584$. Indicație. Se determină $c=k\Phi$ din ecuația de tensiuni pentru regimul nominal, apoi se rezolvă ecuația de gradul II în α obținută din caracteristica artificială de flux ; $\alpha_2=0{,}05$ nu corespunde.

8.1.P.6. Un motor de curent continuu cu excitație în serie absoarbe la tensiunea de 110 V un curent de 10 A, învingînd un cuplu rezistent de 4,1 Nm, la o turație de 1 700 rot/min. Rezistența totală a circuitului indusului este de 2 ohmi. Să se calculeze tensiunea electromotoare indusă și randamentul motorului.

R. $U_e=90$ V ; $\eta=66\%$.

8.1.P.7. Un grup generator motor (Ward-Leonard) are următoarele date nominale : $P_{Gn}=110$ kW ; $U_{Gn}=460$ V ; $R_G=0{,}0942$ ohmi ; $P_{Mn}=94$ kW ; $U_{Mn}=440$ V ; $I_{Mn}=235$ A ; $n_{Mn}=750$ rot/min ; $R_M=0{,}0842$ ohmi. Rezistența conductelor de legătură între cele două mașini este de 0,01872 ohmi. Să se calculeze viteza unghiulară de mers în gol ideal pe caracteristica mecanică naturală și pe o caracteristică artificială de flux diminuat, pentru care viteza la sarcină nominală este de 1,4 ori mai mare decît viteza nominală.

R. $\Omega_0=86{,}7$ rad/s ; $\Omega_0'=123{,}5$ rad/s.

8.2. ACȚIONĂRI ELECTRICE CU MOTOARE ASINCRONE

8.2.1. PARTICULARITĂȚILE UTILIZĂRII MOTOARELOR ASINCRONE

Motoarele asincrone prezintă numeroase avantaje între care cele mai importante sînt : necesitatea numai a unei surse de curent alternativ, construcție relativ simplă (în special motoarele cu rotor în colivie), cost mai redus și siguranță în funcționare, randament bun.

Caracteristica mecanică rigidă a motorului asincron determină folosirea lui în acționările asemănătoare motoarelor de c.c. cu excitație derivație.

Lipsa colectorului, prezent la mașinile de c.c., face ca fiabilitatea mașinilor asincrone să fie mai ridicată.

Dezavantajele mai importante ale motorului asincron sînt următoarele :

— cuplu de pornire redus la valori ale curentului de pornire ridicate (la mașinile cu rotor în colivie) ;

— în funcționare motorul asincron absoarbe din rețea pe lîngă puterea activă, puterea reactivă necesară magnetizării ;

— scăderea tensiunii de alimentare influențează mult valoarea cuplului motor (cuplul motor scade cu pătratul valorii tensiunii) ;

— la puteri mai mari de 100 kW și turații mai mici de 600 rot/min, motoarele asincrone devin scumpe.

Constructiv motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit se execută, de obicei, la puteri sub 200 kW (pe măsură ce turația se reduce și puterile nominale se micșorează) iar motoarele cu rotorul bobinat la puteri și mai reduse. S-au construit, însă, și mașini de puteri mai mari, limita de putere pentru aceste mașini, determinată de rezistența mecanică, fiind 12—20 MW.

8.2.2. PORNIREA MOTOARELOR ASINCRONE

Cuplînd la rețeaua de alimentare un motor asincron cu rotorul calat, curenții prin mașină au valorile de scurtcircuit. În acest fel, ca și în cazul mașinii de c.c. (vezi paragraful 8.1.2) apar ca efecte solicitări termice însemnate, perturbări ale consumatorilor din rețea, suprasolicitări mecanice etc. Se impune deci limitarea curenților de pornire, la valori acceptabile. În același timp, mașinii de lucru îi trebuiesc asigurate anumite condiții de cuplu (determinate de procesul tehnologic) și timp de pornire (determinate de productivitate). Aceste condiții pretind mașinii de acționare un cuplu de pornire adecvat.

Avînd în vedere cele prezentate mai sus, pentru sistemele de acționare cu motor asincron trifazat, adoptarea unei metode de pornire este determinată de următorii factori :

— tipul constructiv (cu rotorul în scurtcircuit sau bobinat) ;
— puterea mașinii de acționare ;
— puterea rețelei la care este conectat motorul ;
— cuplul static rezistent al mașinii de lucru ;
— limitele de timp impuse pornirii.

8.2.2.1. Pornirea sistemelor de acţionare electrică cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit în simplă colivie

Pornirea prin conectare directă la reţea este utilizată pentru motoarele de mică putere. Curentul de pornire, I_p, este mare şi corespunde curentului de scurtcircuit la tensiunea nominală, în timp ce cuplul de pornire este relativ mic. În tabelul 8.1 [11], sînt prezentate valori orientative

Tabelul 8.1

Curenţii şi cuplurile de pornire pentru motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit

Puterea nominală [kW]	1 . . . 5,5	7 . . . 30	30 . . . 40	40 . . . 100
$\frac{I_p}{I_{1n}}$	7,2	7,2	6,5	6,5
$\frac{M_p}{M_n}$	1,6	1,2	1,1	0,9

pentru aceste mărimi pe game de puteri ale motoarelor de acţionare. Limitarea şocurilor de tensiune în reţea la valori admisibile ($\leq 10\%$) se asigură dacă, orientativ, puterea motorului nu depăşeşte 20 % din puterea transformatorului de alimentare al reţelei. Este obligatorie verificarea cablului de alimentare al motorului la cădere de tensiune în perioada de pornire, în sensul ca aceasta să nu depăşească, în raport cu bornele transformatorului valoarea de 15%, întrucît cuplul electromagnetic, şi deci şi cuplul de pornire, este proporţional cu U_1^2, unde U_1 este tensiunea de fază. Apariţia unor căderi de tensiune mai mari decît cea admisibilă poate conduce fie la prelungirea pornirii, fie chiar la imposibilitatea ieşirii din repaus a sistemului de acţionare electrică, dacă cuplul static rezistent al maşinii de lucru este mare.

Pornirea cu comutator stea-triunghi este o metodă de pornire indirectă care constă în aplicarea sistemului trifazat de tensiuni, în prima fază a pornirii, înfăşurării statorice a motorului conectată în stea, iar după atingerea unei alunecări de circa 10 . . . 5%, înfăşurării comutate în triunghi. Pentru a se putea realiza această metodă de pornire trebuie ca motorul să aibă scoase la cutia de borne toate cele şase capete ale înfăşurării, iar tensiunea de fază a înfăşurării să corespundă, ca valoare, cu cea de linie a reţelei. Astfel, pentru un motor avînd tensiunile de lucru Δ/Y—220/380 V pornirea stea-triunghi poate fi realizată doar de la o reţea 3×220/127 V. Pentru realizarea pornirii stea-triunghi la reţeaua obişnuită de alimentare 3×380/220 V, tensiunea de fază a înfăşurării trebuie să fie $U_1 = 380$ V, adică notaţia tensiunilor pe motor să fie Δ/Y—380/660 V.

Pentru analiza curentului de pornire I_p, în figura 8.35, *a*, *b* sînt prezentate cele două tipuri de conexiuni. Dacă se notează cu Z impedanţa pe o fază, echivalentă a motorului, curentul de pornire în Y (în momentul cuplării)

$$I_{pY} = \frac{U_{fY}}{Z} = \frac{U_l}{\sqrt{3}Z}, \tag{8.59}$$

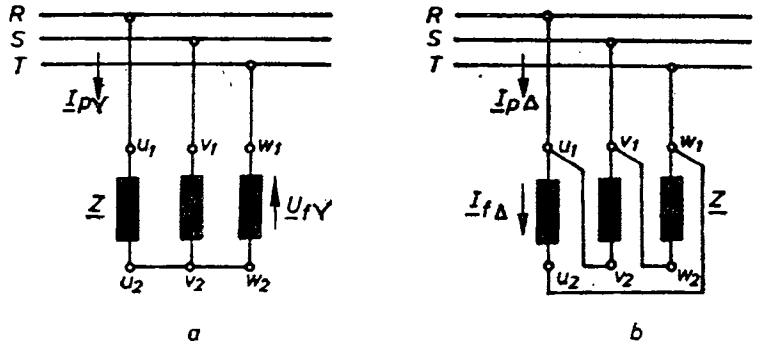


Fig. 8.35. Conexiunea motorului asincron la pornirea Y—Δ.

unde U_{fY} și U_l sînt tensiunile de fază și de linie a rețelei. Pentru conexiunea triunghi :

$$I_{p\Delta}=\sqrt{3}I_{f\Delta}=\sqrt{3}\frac{U_l}{Z}\,. \tag{8.60}$$

Făcînd raportul curenților de pornire în cazul celor două conexiuni rezultă :

$$\frac{I_{pY}}{I_{p\Delta}}=\frac{1}{3}\,, \tag{8.61}$$

adică prin această metodă de pornire se reduce șocul de curent în rețea de trei ori. În privința cuplului de pornire, avînd în vedere raportul tensiunilor pe o fază a înfășurării

$$\frac{U_{fY}}{U_{f\Delta}}=\frac{\dfrac{U_l}{\sqrt{3}}}{U_l}=\frac{1}{\sqrt{3}}\,, \tag{8.62}$$

rezultă pentru cupluri

$$\frac{M_{pY}}{M_{p\Delta}}=\frac{1}{3}\,, \tag{8.63}$$

ceea ce înseamnă o reducere apreciabilă a cuplului de pornire, conducînd la utilizarea metodei pentru porniri ușoare sau în gol.

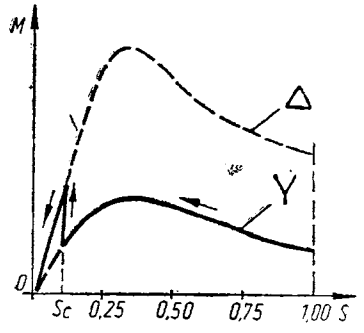


Fig. 8.36. Caracteristicile $M=f(s)$ la pornirea Y—Δ.

Analiza pornirii este prezentată în figura 8.36, unde cu linie continuă este descris procesul de pornire pe caracteristicile cuplurilor pentru cele două conexiuni, iar cu s_c este notată alunecarea de comutare. Trebuie menționat faptul că dacă comutarea nu se face la alunecări suficient de mici, șocul de curent la trecerea în Δ poate fi comparabil cu cel de la conectarea directă în triunghi, anulînd avantajul principal al metodei.

La efectuarea conexiunilor în circuitele de forță trebuie avut în vedere ca la comutarea din Y în Δ să nu se modifice succesiunea fazelor sistemului de alimentare, caz în

care demararea în Y va fi urmată, la trecerea în Δ, de o frînare prin contracurent şi apoi de o pornire directă în triunghi.

Metoda este utilizată în cazul sistemelor de acţionare electrică cu motoare de putere mică şi mijlocii cu porniri lungi (durată mare de pornire), cum ar fi grupuri de maşini (convertizoare de sudură, convertizoare de frecvenţă), ventilatoare, unele maşini-unelte etc.

Pornirea cu rezistoare sau bobine de inducţie introduse în circuitul statoric este utilizată în special la motoarele de putere mare, care sînt alimentate din reţeaua de 6 kV sau 10 kV. Folosirea rezistoarelor este mai rară în raport cu utilizarea bobinelor de inducţie.

Dacă se doreşte reducerea curentului de pornire de K ori, adică :

$$I_p = \frac{I_{pd}}{K}, \tag{8.64}$$

unde I_{pd} este curentul de linie la pornirea prin conectare directă la reţea, considerînd curentul de mers în gol aproximativ nul, adică :

$$\underline{I}_1 + \underline{I}'_2 = \underline{I}_{10} \approx 0, \tag{8.65}$$

rezultă pentru cuplul de pornire

$$M_p = \frac{3R'_2 I_p^2}{\Omega_1} = \frac{3R'_2 I_{pd}^2}{\Omega_1 K^2} = \frac{M_{pd}}{K^2}, \tag{8.66}$$

unde M_{pd} este cuplul de pornire în cazul pornirii prin cuplare directă. Rezultă că şi prin această metodă micşorarea şocului de curent în reţea produce reducerea apreciabilă a cuplului de pornire. Determinarea impedanţei bobinei de limitare a curentului, se face cu ajutorul relaţiei :

$$Z_b = (K-1)\, Z, \tag{8.67}$$

unde Z_b este impedanţa bobinei, iar Z — impedanţa echivalentă pe o fază a motorului pentru alunecarea $s=1$. Din punct de vedere termic, bobina sau rezistorul se dimensionează în funcţie de regimul de funcţionare al sistemului de acţionare electrică (SAE). Schema de principiu pentru această metodă este prezentată în figura 8.37, în care scurtcircuitarea bobinelor L este făcută prin contactorul *C2*.

Metoda este utilizată pentru SAE cu motoare de putere mijlocie şi mare cum ar fi ventilatoare, exhaustoare, pompe ş.a.

O metodă asemănătoare principial este cea utilizînd amplificatoare magnetice în montaj bifazat sau trifazat, pentru care se prezintă o schemă de principiu în figura 8.38. Comanda saturării amplificatorului magnetic *AM* se face în funcţie de tensiunea la borne prin redresorul R_d şi rezistorul variabil R. Avantajul principal al metodei constă în posibilitatea de control al curentului de pornire, însă dezavantajul esenţial constă în prezenţa *AM* în circuit, care este scump şi conduce atît la deformarea sistemului de tensiuni de alimentare, cît şi la scăderea randamentului.

Pornirea prin micşorarea tensiunii de alimentare cu autotransformatoare este prezentată, la nivel de schemă de principiu, în figura 8.39. Iniţial, prin închiderea contactorului *c1*, motorul *m1* este alimentat prin autotransformatorul trifazat *m2* cu o tensiune de fază redusă U_{1r}, iar după accelerarea motorului pînă aproape de viteza de sincronism, se comandă deschiderea contactorului *c1* şi închiderea contactorului *c2*, adică scoate-

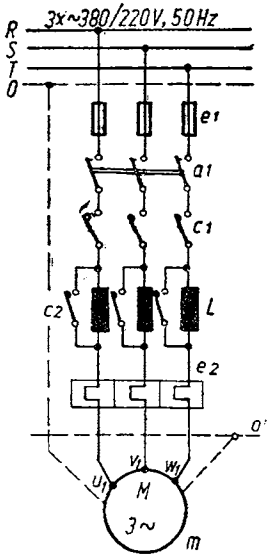


Fig. 8.37. Schemă de principiu pentru pornirea cu inductivități.

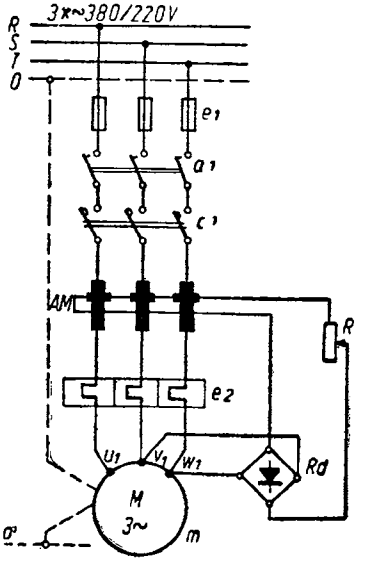


Fig. 8.38. Schemă de principiu pentru pornirea cu amplificatoare magnetice.

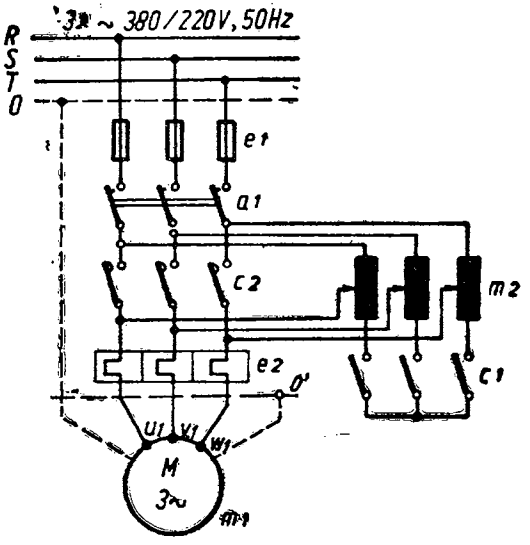


Fig. 8.39. Schemă de principiu pentru pornirea cu autotransformator.

rea autotransformatorului din circuit şi alimentarea motorului cu tensiunea de fază nominală U_{1n}. Dacă se notează cu k raportul de transformare al autotransformatorului atunci :

$$U_{1r} = \frac{U_{1n}}{k}, \tag{8.68}$$

iar

$$\frac{M_{pr}}{M_{pn}} = \left(\frac{U_{1r}}{U_{1n}}\right)^2 = \frac{1}{k^2}, \tag{8.69}$$

unde M_{pr} și M_{pn} sînt cuplurile de pornire la cele două tensiuni, redusă și nominală. Pe de altă parte curentul absorbit la pornire de motor este :

$$I_{pm}=\frac{U_{1r}}{Z}=\frac{1}{k}\frac{U_{1n}}{Z}=\frac{I_{pn}}{k}, \tag{8.70}$$

unde Z este impedanța echivalentă pe o fază a motorului la alunecare $s=1$, iar I_{pn} curentul de pornire nominal. Curentul absorbit de autotransformator de la rețea, în ipoteza simplificatoare a neglijării curentului de mers în gol, este :

$$I_{pr}=\frac{I_{pm}}{k}=\frac{I_{pn}}{k^2}. \tag{8.71}$$

Din cele prezentate mai sus rezultă principalul avantaj al metodei în raport cu metoda limitării curentului prin bobine și anume faptul că, la reducerea cuplului de pornire, de k^2 ori, se obține o reducere de curent absorbit din rețea de același ordin. În plus, pierderile de energie în perioada de pornire sînt mai mici, randamentul autotransformatoarelor fiind mare ; costul echipamentului este însă sensibil mai ridicat.

Metoda se utilizează pentru SAE cu motoare de putere mijlocie și mare, alimentate din rețelele de joasă sau medie tensiune, cum ar fi grupuri generator-motor, grupuri compresoare sau SAE cu motoare sincrone cu pornire în asincron.

8.2.2.2. Pornirea sistemelor de acționare electrică cu motoare asincrone cu rotorul bobinat

Pentru pornirea acestor SAE trebuie realizate aceleași condiții ca la SAE cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit. Faptul că înfășurarea rotorică este accesibilă conferă avantaje esențiale pentru procesul de pornire și anume asigurarea unor cupluri mari de pornire cu limitarea curenților la valori acceptabile. Singura metodă utilizată în acest caz este introducerea de rezistoare în circuitul rotoric.

Analizînd relațiile (4.51) și (4.52) rezultă că la modificarea rezistenței circuitului rotoric se modifică numai alunecarea maximă s_m, în timp ce cuplul maxim rămîne constant. Această concluzie este esențială pentru această metodă de pornire, existînd posibilitatea ca la introducerea unor rezistoare potrivite în circuitul rotoric să se obțină un cuplu de pornire egal chiar cu cuplul maxim.

Din punct de vedere al curentului de pornire, dacă se neglijează curentul de mers în gol,

$$I_p=I'_{2p}, \tag{8.72}$$

unde I_p este curentul absorbit de înfășurarea statorică de la rețea, iar I'_{2p} curentul din înfășurarea rotorică raportat la stator, în momentul pornirii ($s=1$). Dar

$$\underline{I}'_{2p}=\frac{\underline{U}'_{e2}}{R'_2+R'_p+jX'_{\sigma 2}}, \tag{8.73}$$

unde R'_p este valoarea rezistenței de pornire, raportată la circuitul statoric, iar $\underline{u}'_{e2}$ t.e.m. indusă în înfășurarea rotorică pentru alunecare $s=1$. Rezultă că prin introducerea rezistorului R_p în circuitul rotoric se reali-

zează totodată și reducerea curentului absorbit de motor de la rețea. În general, menținerea cuplului în perioada de pornire la valori potrivite, cel mult egale cu cuplul maxim, alunecările avînd valori corespunzătoare, asigură și menținerea curentului de pornire în limite admisibile atît pentru rețea, cît și pentru motor. Singurul dezavantaj al metodei constă în pierderile de energie ce au loc în reostatul de pornire, în perioada de pornire, care pot căpăta, la motoare de putere mare, valori apreciabile.

Realizarea pornirii cu rezistoare în circuitul rotoric înseamnă de fapt calcularea unui reostat de pornire, avînd un număr de trepte z, scurtcircuitate într-o anumită succesiune și la anumite intervale de timp, care să asigure un cuplu mediu pe perioada de pornire corelat cu caracteristica mecanică a mașinii de lucru.

8.2.2.3. **Calculul reostatelor de pornire**

Se consideră o mașină de lucru avînd cuplul static rezistent constant M_s și un moment total de inerție J, ambele reduse la arborele motorului de acționare. Motorul de acționare, ales pe baza regimului tranzitoriu termic, are cuplul maxim M_m și alunecarea maximă s_m, respectiv rezistența înfășurării rotorice pe o fază, raportată la stator, R_2'. Procesul de pornire decurge între două valori de cuplu de pornire, una maximă M_1 și una minimă M_2, atingerea cuplului minim de pornire determinînd scoaterea din circuitul rotoric a unei trepte din reostatul de pornire, treaptă avînd o asemenea valoare încît cuplul să crească la valoarea M_1. Acest lucru se repetă pe un număr z de trepte de pornire ale reostatului, cînd se trece pe caracteristica mecanică naturală. Procesul de pornire astfel imaginat este prezentat în figura 8.40.

Valoarea cuplului maxim de pornire se stabilește în funcție de cuplul maxim al motorului cu relația :

$$M_1 = 0{,}85^2 M_m, \tag{8.74}$$

coeficientul $0{,}85^2$ provenind din căderea maximă de tensiune a rețelei (15%), admisă în condițiile cele mai defavorabile, cădere de tensiune pentru care trebuie verificat cablul de alimentare.

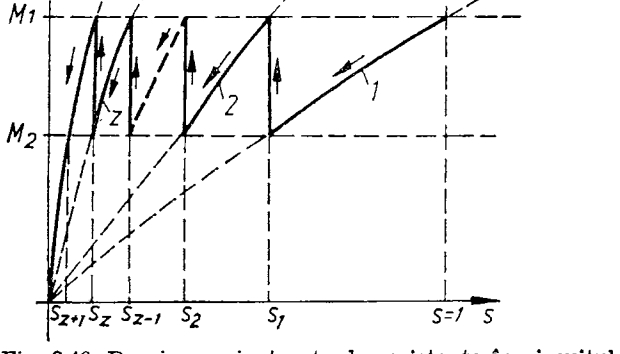


Fig. 8.40. Pornirea prin trepte de rezistențe în circuitul rotoric.

Cuplul minim de pornire se alege în funcţie de cuplul static al maşinii de lucru la valori :

$$M_2 = (1{,}1 \ldots 1{,}3)\, M_s, \tag{8.75}$$

valorile mai mari conducînd la timpi mai mici de pornire, dar la număr mai mare de trepte. Se notează cu $r_1, r_2, \ldots, r_z$ rezistenţele totale din circuitul rotoric pe treptele $1, 2, \ldots, z$ iar cu R_2 rezistenţa rotorică pe caracteristica mecanică naturală (rezistenţa pe o fază a înfăşurării rotorice).

Se ştie că expresia cuplului electromagnetic pentru motorul asincron trifazat este (v. 4.4.3) :

$$M = \frac{m_1 R_2' U_1^2}{s\Omega_1 \left[\left(R_1 + C\frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{\sigma 1} + CX_{\sigma 2}')^2\right]}, \tag{8.76}$$

unde s este alunecarea curentă. Pentru valori mari ale rezistenţei totale R_p, introdusă în circuitul rotoric, expresia (8.76) se poate exprima prin :

$$M \cong \frac{m_1 U_1^2 s}{C^2 \Omega_1 R_p'}, \tag{8.77}$$

întrucît $\frac{R_p'}{s}$ este mult mai mare decît R_1 şi $(X_{\sigma 1} + CX_{\sigma 2}')$. Relaţia (8.77) duce la concluzia că pentru acelaşi cuplu electromagnetic M, între valorile alunecării s şi a rezistenţei totale din circuitul rotoric, raportată sau neraportată, există un raport constant.

Avînd în vedere cele de mai sus putem scrie, pentru cuplul maxim de pornire M_1, şirul de rapoarte egale :

$$\frac{r_1}{1} = \frac{r_2}{s_1} = \frac{r_3}{s_2} = \ldots = \frac{r_z}{s_{z-1}} = \frac{R_2}{s_z}, \tag{8.78}$$

iar pentru cuplul minim de pornire M_2 şirul de rapoarte :

$$\frac{r_1}{s_1} = \frac{r_2}{s_2} = \frac{r_3}{s_3} = \ldots = \frac{r_z}{s_z} = \frac{R_2}{s_{z+1}}. \tag{8.79}$$

Şirurile de rapoarte de mai sus se pot scrie şi sub forma :

$$\frac{1}{s_1} = \frac{s_1}{s_2} = \frac{s_2}{s_3} = \ldots = \frac{s_{z-1}}{s_z} = \frac{s_z}{s_{z+1}} = \gamma \tag{8.80}$$

şi

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{r_2}{r_3} = \ldots = \frac{r_{z-1}}{r_z} = \frac{r_z}{R_2} = \gamma, \tag{8.81}$$

adică alunecările corespunzătoare celor două cupluri M_1 şi M_2 pe aceeaşi treaptă, se găsesc într-o progresie geometrică cu raţia γ. Într-o progresie geometrică cu această raţie se găsesc şi valorile rezistenţelor totale din rotor pe trepte vecine. Prima concluzie se foloseşte pentru determinarea numărului de trepte z. Pentru aceasta se observă că alunecările s_z şi s_{z+1}, pentru caracteristica mecanică naturală, se pot determina utilizînd, de exemplu, formula simplificată Kloss, cu relaţii de forma :

$$M_1 = \frac{2M_m}{\frac{s_z}{s_m} + \frac{s_m}{s_z}} \tag{8.82}$$

$$M_2 = \frac{2M_m}{\frac{s_{z+1}}{s_m} + \frac{s_m}{s_{z+1}}}. \tag{8.83}$$

Făcînd produsul rapoartelor din (8.80), două cîte două, se obține :

$$\frac{1}{s_z} = \gamma^z \left(\frac{s_z}{s_{z+1}}\right)^z, \tag{8.84}$$

de unde prin logaritmare se poate obține valoarea numărului de trepte :

$$z = \frac{\log s_z}{\log s_{z+1} - \log s_z}. \tag{8.85}$$

De obicei, numărul de trepte z nu rezultă număr întreg. În acest caz z se rotunjește la numărul întreg cel mai apropiat, recalculîndu-se apoi alunecarea :

$$s'_{z+1} = \sqrt[z]{s_z^{z+1}} \tag{8.86}$$

și respectiv un nou cuplu minim de pornire

$$M'_2 = \frac{2M_m}{\frac{s_m}{s'_{z+1}} + \frac{s'_{z+1}}{s_m}}. \tag{8.87}$$

Din șirul de rapoarte (8.81) se pot calcula valorile rezistențelor introduse în circuitul rotoric :

$$\begin{aligned} r_z &= \gamma R_2, \\ r_{z-1} &= \gamma^2 R_2, \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ r_1 &= \gamma^z R_2 ; \end{aligned} \tag{8.88}$$

valorile rezistoarelor pe fiecare treaptă

$$\begin{aligned} r_{tz} &= r_z - R_2, \\ r_{tz-1} &= r_{z-1} - r_z, \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ r_{t1} &= r_1 - r_2, \end{aligned} \tag{8.89}$$

și rezistența totală a reostatului de pornire :

$$R_p = r_{t1} + r_{t2} + \ldots + r_{tz}. \tag{8.90}$$

Reostatul de pornire, realizat de obicei din rezistoare metalice, se alege în funcție de valoarea rezultată R_p, regimul de funcționare al SAE și puterea motorului. În tabelul 8.2 sînt prezentate reostate de pornire fabricate în țară, pentru regimul de funcționare intermitent. Se impune

menţiunea că, cel mai adesea, prizele scoase din reostat nu corespund ca valori cu cele rezultate din calcul. Acest lucru nu constituie un impediment în alegerea reostatului, întrucît aceste prize pot fi amplasate în orice poziţie.

Din figura 8.40 se constată că procesul de pornire nu este caracterizat printr-un cuplu constant de pornire. Pentru simplificarea calculelor se consideră o valoare medie dată de relaţia :

$$M_p = \sqrt{M_1 \cdot M_2}, \tag{8.91}$$

care aproximează foarte bine desfăşurarea procesului de pornire.

Tabelul 8.2

Caracteristicile tehnice ale reostatelor de pornire fabricate în R.S. România pentru motoare asinerone

Tip	Caracteristici tehnice							Maşina recomandată
	Putere motor [kW]	Turaţie motor [rot/min]	Curent [A]	Tensiune [V]	Rezistenţa [Ω]	DA [%]	Protecţie	
ZR-516	3	1 000	26,3	108	3×0,86	40	IP 22	Motoare tip M2
ZR-526	5	750—1 000	33	62	3×1,44	40	IP 22	Motoare tip M2
ZR-536	7,5	600—1 000	28	110	3×2,32	40	IP 22	Motoare tip M2
ZR 546	11—16	600—1 000	41	150	3×2,31	40	IP 22	Motoare tip M2
ZR-716	23	600—1 000	50	185	3×3	40	IP 22	Motoare tip M2
ZR-7.2b	32	750—1 000	71	195	3×2,1	40	IP 22	Motoare tip M2
ZR-9.1b	45	1 000	86	210	3×1,62	40	IP 22	Motoare tip M2
ZR-7.3b	60	1 000	89	227	3×1,83	40	IP 22	Motoare tip M2
ZR 602b	3	1 000	26,3	43,8	3×1,38	40	IP 22	M2—31—6
ZR-602b	7,5	1 000	28,1	105	3×1,53	40	IP 22	M2—42—6
ZR-602b	11	1 000	34,2	131	3×1,3	40	IP 22	M2—52—6
ZR-602b	16	1 000	41	150	3×8,25	40	IP 22	M2—61—6

Pentru motoarele de putere mare se utilizează reostate cu lichid, a căror rezistenţă este variabilă continuu prin introducerea unor plăci metalice, cu ajutorul unui servomotor, într-o soluţie bună conducătoare de electricitate. Aceste reostate sînt de obicei executate pentru un anumit tip

de motor, împreună cu schema de comandă a servomotorului, asigurîndu-se o pornire la cuplu de pornire aproximativ constant.

În literatură [6] sînt prezentate și metode de pornire utilizînd reostate asimetrice, care prezintă avantajul unor valori, respectiv gabarite mai mici, în condițiile realizării unor condiții de pornire asemănătoare cu cele obținute prin utilizarea reostatelor simetrice.

8.2.3. FRÎNAREA ȘI INVERSAREA SENSULUI DE ROTAȚIE LA ACȚIONĂRILE CU MOTOARE ASINCRONE

Utilizarea frînării în cadrul SAE cu motoare asincrone are în principal următoarele scopuri :

— oprirea rapidă ;

— realizarea unor viteze reduse de coborîre în cazul mecanismelor de ridicat (sarcini potențiale) ;

— creșterea productivității mașinilor de lucru prin scurtarea timpilor de oprire sau de inversare a sensului de rotație.

Metodele de frînare utilizează proprietatea mașinii asincrone ca în regim de generator sau de frînă electromagnetică să producă la arbore un cuplu electromagnetic de sens opus sensului de rotație. Alegerea unuia din aceste două regimuri se face în funcție de tipul mașinii de lucru, precum și de condițiile concrete ale regimului de funcționare.

8.2.3.1. Metoda de frînare în regim de generator fără recuperarea energiei (frînarea dinamică)

În principiu această metodă de frînare constă în deconectarea înfășurării statorice de la rețeaua trifazată și alimentarea ei, după una din variantele prezentate în figura 8.41, cu un curent de excitație continuu. În tabelul 8.3 sînt date valorile tensiunii U_c și ale curentului continuu I_c de alimentare a înfășurării statorice în funcție de tipul de schemă adoptat, de rezistența pe o fază a înfășurării statorice R_1 și a curentului de fază nominal I_1. Din punctul de vedere al regimului de funcționare mașina este un generator de curent alternativ trifazat, avînd statorul ca circuit inductor, iar rotorul drept indus debitînd pe propria înfășurare, dacă aceasta este scurtcircuitată, sau pe înfășurare și rezistența introdusă în circuitul rotoric pentru motoarele cu rotorul bobinat.

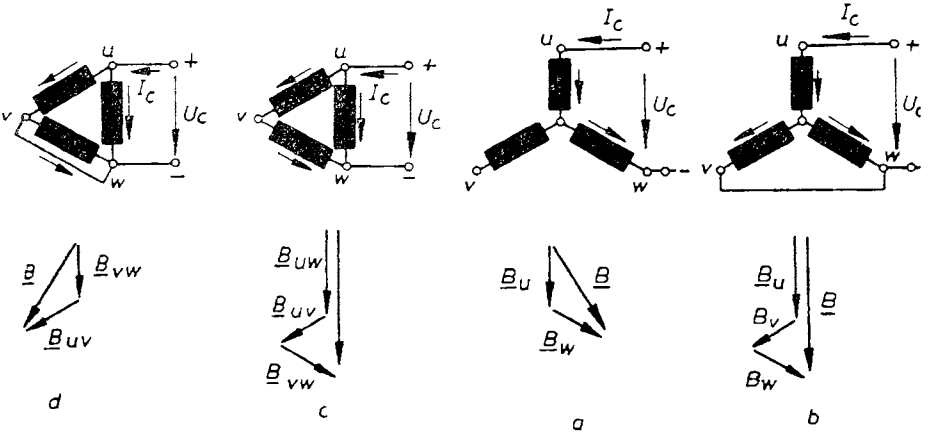


Fig. 8.41. Scheme de conexiuni pentru frînarea dinamică cu mașina asincronă.

Tabelul 8.3

Curentul I_c și tensiunea U_c pentru schemele de alimentare ale frînării dinamice din figura 8.41.

Schema	a	b	c	d
I_c	$\sqrt{\frac{3}{2}}\, I_1$	$\sqrt{2}\, I_1$	$\frac{3}{\sqrt{2}}\, I_1$	$\sqrt{6}\, I_1$
U_c	$\sqrt{6}\, R_1 I_1$	$\frac{3}{\sqrt{2}}\, R_1 I_2$	$\sqrt{2}\, R_1 I_1$	$\sqrt{\frac{3}{2}}\, R_1 I_1$

Expresia analitică a caracteristicii mecanice în regim de frînare dinamică se poate determina în același mod ca în regim de motor [10], punînd alunecarea :

$$s = -\frac{\Omega}{\Omega_1}, \tag{8.92}$$

unde Ω este viteza unghiulară într-un punct oarecare de funcționare. Ecuația caracteristicii mecanice este aproximată printr-o formulă similară relației lui Kloss simplificate avînd forma :

$$M = \frac{2M_{mf}}{\frac{s_{mf}}{s} + \frac{s}{s_{mf}}}, \tag{8.93}$$

unde M_{mf} și s_{mf} sînt cuplul, respectiv alunecarea maximă în regimul de frînare dinamică. Valorile lor sînt date de relațiile :

$$M_{mf} = \frac{3I_c^2 X_m^2}{2\Omega_1 (X_m + X'_{\sigma 2})} \tag{8.94}$$

și

$$s_{mf} = \frac{R'_2 + R'_f}{X_m + X'_{\sigma 2}}, \tag{8.95}$$

unde X_m este reactanța de magnetizare ; I_c — valoarea curentului continuu în înfășurarea statorică ; R_f — rezistența de frînare introdusă în circuitul rotoric, raportată la stator. Analiza procesului de frînare la nivelul caracteristicilor mecanice este prezentată în figura 8.42, pentru un motor asincron cu rotorul bobinat, la care odată cu demararea procesului de

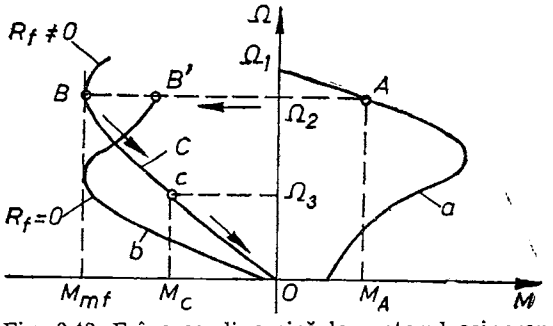


Fig. 8.42. Frînarea dinamică la motorul asincron cu rotorul bobinat.

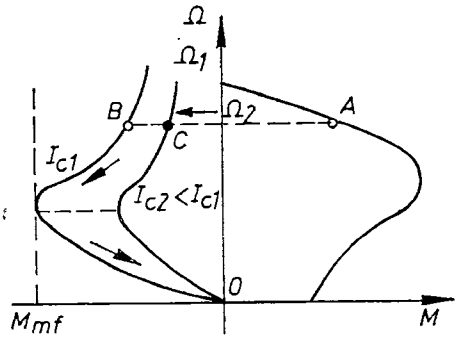


Fig. 8.43. Frînarea dinamică a motorului asincron cu rotorul în colivie.

frînare se introduce în circuitul rotoric o rezistență de frînare R_f. Dacă inițial funcționarea are loc pe caracteristica mecanică naturală (*a*), în punctul *A*, începerea procesului de frînare, datorită timpilor mici de comutare a contactoarelor, se face practic la aceeași viteză Ω_2. Dacă în rotor este introdus rezistorul R_f, caracteristica *c*, punctul de funcționare trece din *A* în *B*, unde cuplul electromagnetic fiind negativ începe procesul de frînare. Dacă sarcina este de tip reactiv procesul se termină cu oprirea SAE, iar în cazul sarcinilor de tip potențial (mecanisme de ridicat) punctul de funcționare se stabilizează, de exemplu în punctul *C*, unde cuplul dat de mașină echilibrează cuplul potențial al sarcinii, urmînd coborîrea acesteia în regim stabilizat de viteză Ω_3. Dacă nu se introduc rezistențe în circuitul rotoric, frînarea are loc pe caracteristica mecanică naturală de frînare, notată cu *b*, avînd aceeași pantă cu caracteristica mecanică naturală în regim de motor (*a*). Rezultă că se poate modifica cuplul inițial de frînare, respectiv timpul de oprire sau viteza de coborîre pentru sarcini potențiale, prin valoarea rezistenței introduse în circuitul rotoric.

Procesul de frînare pentru un motor asincron cu rotorul în colivie, prezentat în figura 8.43, decurge în același mod, frînarea făcîndu-se întotdeauna pe caracteristica mecanică naturală de frînare. Cuplul de frînare se poate modifica prin valoarea curentului continuu introdus în stator, care modifică cuplul maxim al caracteristicii mecanice de frînare, în sensul că acesta crește odată cu creșterea curentului continuu.

Calculul condițiilor de frînare se face diferențiat pentru motoare cu rotorul în scurtcircuit și cu rotorul bobinat în baza relațiilor de mai sus. Astfel, pentru motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit cuplul inițial de frînare, în funcție de alunecarea *s* la care începe frînarea, se calculează cu relația (8.93) unde cuplul maxim de frînare M_{mf} se stabilește cu relația (8.94), alegînd convenabil curentul de excitație I_c, care trebuie, însă, să fie întotdeauna mai mic decît valoarea efectivă nominală în curent alternativ.

Pentru motoarele cu rotorul bobinat se alege curentul de excitație la o valoare egală cu cel nominal de fază a înfășurării, obținîndu-se deci caracteristica mecanică de frînare nominală, iar cuplul inițial de frînare se realizează prin introducerea unei rezistențe R_f în circuitul rotoric. De obicei cuplul inițial de frînare M_f se alege mai mic decît cuplul maxim de frînare M_{mf}, în scopul evitării șocurilor mecanice mari. Cunoscîndu-se și alunecarea s_f din momentul începerii frînării, din relația (8.93) se poate calcula alunecarea critică pe caracteristica mecanică artificială cu relația :

$$s_{mf}=\frac{M_{mf}}{M_f}\cdot s_f \pm \sqrt{\frac{M_{mf}^2}{M_f^2}\, s_f^2 - s_f^2} \tag{8.96}$$

iar rezistența de frînare din (8.95) cu relația :

$$R'_f = s_{mf}(X_m + X'\sigma_2) - R'_2. \tag{8.97}$$

În figura 8.44 este prezentată schema de principiu pentru SAE cu motor asincron cu rotorul în scurtcircuit cu posibilitatea realizării frînării dinamice pentru o mașină de lucru cu sarcină de tip reactiv. Funcționarea în regim de motor este asigurată prin închiderea contactorului *c1*, *c2* fiind deschis. Alimentarea înfășurării statorice în curent continuu, pentru realizarea frînării dinamice, se face prin transformatorul de separare *m2*, redresorul cu comutație naturală *n* și contactorul *c2*, contactorul *c1* fiind deschis. Introducerea curentului continuu se face pe două faze ale motorului după schemele din figura 8.41, *a* sau 8.41, *c* în funcție de conexiunea motorului. Această metodă realizează o frînare energică la viteze mari, cuplul de frînare putînd fi reglat, și asigură, în funcție de caracterul sarcinii, fie oprirea, fie funcționarea la viteza dorită. Este dezavantajoasă, întrucît necesită echipament suplimentar și nu este economică din punct de vedere energetic, energia de frînare transformîndu-se în căldură în motor și în rezistența de frînare.

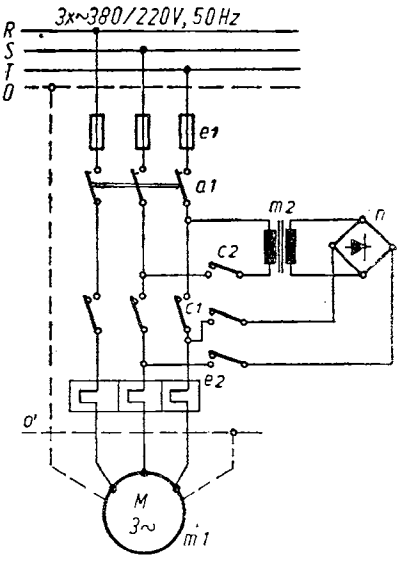


Fig. 8.44. Schema de principiu pentru frînarea dinamică.

Metoda este utilizată în special la unele mecanisme de ridicat și ca frînă de avarie, caz în care alimentarea în curent continuu se asigură dintr-o sursă separată de rețeaua de curent alternativ.

8.2.3.2. **Metoda de frînare ca generator cu recuperarea energiei**

Această metodă de frînare, numită și *frînare suprasincronă*, se bazează pe cuplul electromagnetic al mașinii asincrone în regim de generator asincron. Se știe că funcționarea în regim de generator asincron este posibilă numai dacă rețeaua de alimentare, prin care se face și recuperarea energiei de frînare, poate furniza energia reactivă necesară pentru crearea cîmpului electromagnetic al mașinii.

Realizarea frînării recuperative se face în două variante, pentru sarcini de tip potențial și sarcini de tip reactiv. Se consideră un SAE cu sarcină de natură potențială (fig. 8.45), schema de acționare fiind o schemă obișnuită reversibilă.

Se consideră motorul electric *ME* conectat pentru coborîrea sarcinii *G*. Întrucît cuplul electromagnetic al motorului are același sens cu cuplul dat de sarcină, SAE va accelera de la viteza Ω_2, punctul *A* de funcționare (fig. 8.46) în regim de motor, la viteze mai mari decît viteza de sincronism Ω_1. Din analiza caracteristicii mecanice se constată că pentru viteze unghiulare $\Omega > \Omega_1$ cuplul electromagnetic schimbă de sens devenind un cuplu de frînare. Punctul de funcționare se deplasează din *A* în *B*, unde cuplul electromagnetic al mașinii echilibrează cuplul potențial al sarcinii

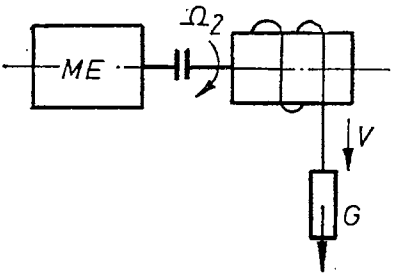


Fig. 8.45. Sistem de acționare electrică cu sarcină de tip potențial.

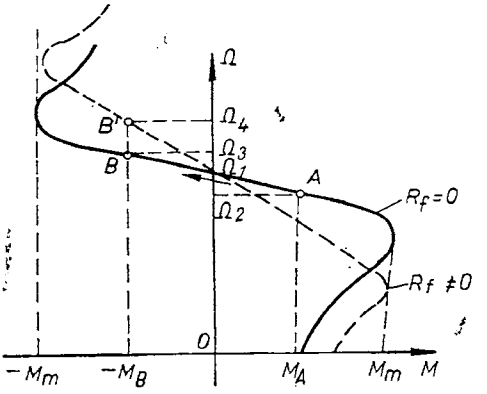


Fig. 8.46. Frînarea suprasincronă.

G, urmînd o funcționare (coborîre pentru sarcină) în regim stabilizat cu viteza Ω_3. Alunecarea în punctul B este :

$$s_B = \frac{\Omega_1 - \Omega_3}{\Omega_1} < 0 \tag{8.98}$$

și deci funcționarea mașinii pentru viteze $\Omega > \Omega_1$ este în regim de generator asincron, recuperînd energia mecanică de frînare prin transformarea acesteia în energie electrică și transmiterea ei în rețea. Funcționarea stabilă în regim de frînare este realizată numai pentru valori ale cuplului potențial al sarcinii mai mici decît cuplul maxim M_m ; depășirea acestuia conduce la micșorarea cuplului electromagnetic, generatorul decroșînd și producînd căderea liberă a sarcinii. Această condiție este îndeplinită dacă motorul este bine ales, din punct de vedere al suprasarcinii, în regim de motor, pentru ridicarea sarcinii maxime. Dacă în timpul frînării mașina se găsește pe o caracteristică mecanică artificială obținută printr-o rezistență de frînare R_f introdusă în circuitul rotoric, la motoarele cu rotorul bobinat (fig. 8.46), pentru același cuplu de frînare M_B, viteza unghiulară la care se face frînarea Ω_4 este mai mare decît Ω_3, pe caracteristica mecanică naturală. Calculul rezistenței de frînare se face avînd în vedere că, de obicei, cuplul de frînare M_f este mai mic decît cuplul maxim M_m și se poate considera caracteristica mecanică ca fiind o dreaptă, caz în care între alunecări și valoarea rezistențelor rotorice există o relație de proporționalitate. Dacă se dorește frînarea într-un punct de coordonate M_f și s_f (fig. 8.47), alunecarea s_1 corespunzătoare cuplului de frînare M_f pe caracteristica mecanică naturală se calculează cu formula lui Kloss, iar rezistența de frînare din relația de proporționalitate :

$$\frac{s_f}{s_1} = \frac{R_2 + R_f}{R_2}, \tag{8.99}$$

unde R_2 este rezistența pe o fază a circuitului rotoric. În cazul frînării pe caracteristica mecanică naturală se aplică relația lui Kloss determinîndu-se fie alunecarea de frînare, fie cuplul de frînare, cele două mărimi nefiind independente. Foarte avantajoasă energetic, metoda este puțin utilizată datorită vitezelor mari la care se realizează frînarea precum și faptului că nu se poate obține oprirea SAE.

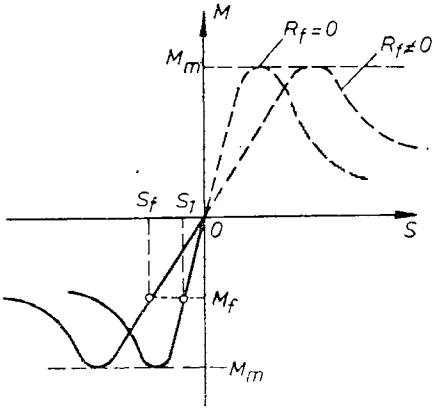


Fig. 8.47. Determinarea rezistenței suplimentare pentru frînarea suprasincronă.

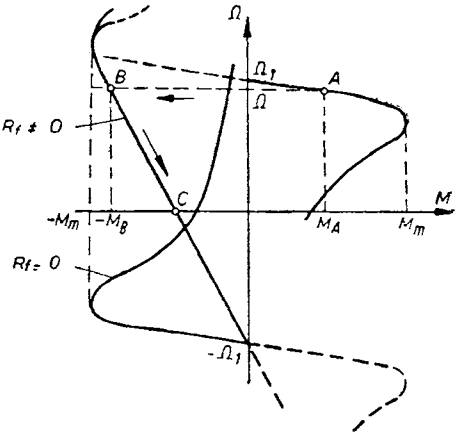


Fig. 8.48. Frînarea prin contraconectare (contracurent).

Regimul de frînare recuperativ este posibil și pentru mașini de lucru cu cuplu rezistent reactiv acționate cu motoare asincrone cu două viteze, realizate prin comutarea numărului de poli.

Frînarea recuperativă se poate realiza, în condiții foarte avantajoase, pentru orice viteză, inclusiv oprirea, la SAE reglabile la care motorul asincron este alimentat cu tensiune și frecvență variabilă prin intermediul convertoarelor c.a.—c.a. unele aspecte legate de această funcționare fiind prezentate ulterior.

8.2.3.3. Metoda de frînare utilizînd mașina în regim de frînă electromagnetică (frînă propriu-zisă)

Această metodă de frînare se realizează în două variante, în funcție de tipul cuplului rezistent al mașinii de lucru, reactiv sau potențial.

Pentru prima categorie de mașini de lucru metoda de frînare constă în inversarea sensului de rotație a cîmpului învîrtitor statoric prin inversarea succesiunii fazelor sistemului trifazat de tensiuni de alimentare și prin introducerea de rezistențe de frînare în circuitul rotoric, metoda fiind aplicată în special pentru SAE cu motoare asincrone trifazate cu rotor bobinat. În figura 8.48 este analizat procesul de frînare la nivelul caracteristicilor mecanice. Se consideră funcționarea inițială în regim de motor în punctul *A*, la viteza unghiulară Ω, moment în care se comandă trecerea în regim de frînare. Comutarea se face într-un timp foarte scurt, astfel că punctul de funcționare trece din *A* în *B*, pe o caracteristică mecanică artificială obținută prin introducerea în circuitul rotoric a unei rezistențe de frînare de valoare mare, la viteza unghiulară constantă Ω. Cuplul în punctul *B* este negativ producînd frînarea SAE, punctul de funcționare deplasîndu-se din *B* spre punctul *C*, pentru viteze unghiulare mai mici. Alunecarea pe porțiunea *BC* este :

$$s = \frac{-\Omega_1 - \Omega}{-\Omega_1} > 1, \tag{8.100}$$

ceea ce înseamnă că mașina se găsește în regim de frînă electromagnetică (frînă propriu-zisă), care este deosebit de dificil din punct de vedere termic pentru mașină. Limitarea solicitării termice se realizează prin rezistența de frînare, din circuitul rotoric, care preia cea mai mare parte din puterea disipată în acest regim. Totuși mașina este suprasolicitată, astfel că regimul este permis pentru scurtă durată. Dacă în punctul C mașina este deconectată de la rețea, SAE rămîne în repaus, în caz contrar se va produce accelerarea în celălalt sens de rotație, mașina trecînd în regim de motor.

Calculul rezistenței de frînare R_f se face în funcție de cuplul inițial de frînare dorit, M_B, (fig. 8.48) și alunecarea inițială

$$s_B = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}. \tag{8.101}$$

Alunecarea în regim de frînare, corespunzătoare punctului de început al frînării este :

$$s_f = 2 - s_B. \tag{8.102}$$

Utilizînd formula lui Kloss simplificată, întrucît cuplul de frînare se alege, întotdeauna, mai mic decît cel maxim, se poate calcula alunecarea maximă, s_{mf}, pe caracteristica mecanică artificială de frînare, dintr-o relație de forma :

$$M_B = \frac{2M_m}{\frac{s_f}{s_{mf}} + \frac{s_{mf}}{s_f}}. \tag{8.103}$$

Întrucît frecvența curenților rotorici

$$f_2 = s_f f_1 = (2 - s_B) f_1 > f_1, \tag{8.104}$$

în relația de calcul a alunecării critice trebuie luate în considerare și rezistența primară, adică :

$$s_{mf} = \frac{R_2' + R_f'}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + CX'_{\sigma 2})^2}} \tag{8.105}$$

din care se calculează valoarea raportată a mărimii rezistenței de frînare, R_f și apoi valoarea reală.

Dacă în procesul de frînare se impune și un cuplu minim de frînare $M_{min f}$, iar pe caracteristica mecanică artificială de frînare, adoptată din condiții de cuplu inițial de frînare, M_B, cuplul în punctul C rezultă mai mic decît cel necesar, se realizează o frînare utilizînd două trepte de rezistență, calculul făcîndu-se în mod asemănător ca la procesul de pornire. În figura 8.49 este prezentată o *frînare în două trepte*, după conturul B, B', B'', C'. Utilizînd o astfel de variantă se obține un cuplu mediu de frînare mai mare, respectiv un timp total de frînare mai mic.

Această metodă de frînare, deși neeconomică energetic, este larg folosită, fiind cel mai adesea asociată și cu inversarea sensului de rotație. Rezistența de frînare este realizată din reostatul de pornire al motorului și o rezistență suplimentară utilizată numai în procesul de frînare. Une-

ori, la sistemele de acționare cu porniri grele și raport de transmisie mare rezistența suplimentară este utilizată în procesul de pornire ca treaptă pregătitoare în scopul preluării șocurilor din organele de transmisie și asigurării unei porniri lente, fără șocuri. Rezistența de frînare se alege în același mod ca pentru pornire, în funcție de regimul de funcționare și puterea motorului.

Metoda se aplică, mai rar, și pentru SAE cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit, pentru care limitarea regimului termic se face prin introducerea de rezistențe în circuitul statoric (trecerea pe o caracteristică mecanică artificială obținută prin reducerea tensiunii), iar comanda deconectării schemei la atingerea poziției oprit se face prin releu centrifugal montat pe arborele motorului.

Pentru mașinile de lucru cu cuplu static rezistent de tip potențial (fig. 8.45), frînarea propriu-zisă se realizează prin introducerea în circuitul rotoric a unor rezistențe de frînare de valoare mare, R_f. Se consideră (fig. 8.50) funcționarea SAE în punctul A, pentru urcare, cuplul electromagnetic al motorului M_A echilibrînd cuplul static rezistent potențial al sarcinii, care are sens contrar. În acest moment se introduce în circuitul rotoric o rezistență de valoare mare R_f, obținîndu-se o caracteristică mecanică artificială puternic căzătoare. Punctul de funcționare se deplasează din A în B, unde cuplul dat de motor, M_B, fiind mai mic decît cuplul sarcinii, de valoare M_A și de sens contrar, produce decelerarea SAE, punctul de funcționare deplasîndu-se din B în C. În porțiunea BC alunecarea $0<s<1$, mașina este în regim de motor, iar frînarea se face la nivel mecanic, energia cinetică a maselor în mișcare fiind preluată de sarcină. Dacă se dorește oprirea SAE, se deconectează motorul în punctul C, prin una din metodele utilizate mai sus, fiind însă necesar un sistem de frînare mecanică, de obicei electromagnetic sau electrohidraulic cu saboți, pentru fixarea poziției sarcinii. Cel mai adesea însă, metoda este utilizată pentru obținerea vitezelor de coborîre reduse, care se realizează prin păstrarea motorului conectat în continuare la rețea,

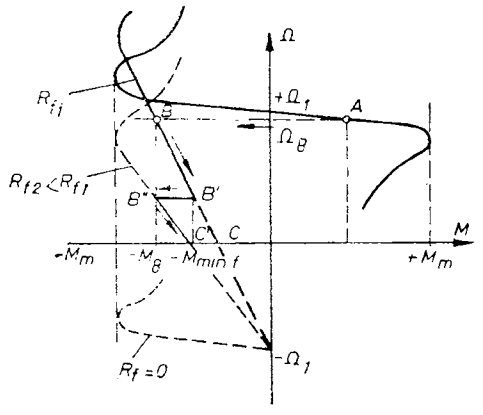


Fig. 8.49. Frînarea prin contraconectare în două trepte.

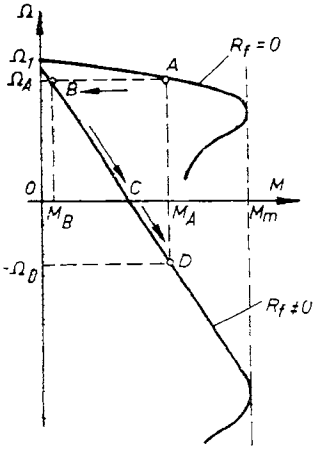


Fig. 8.50. Frînarea în regim de frînă electromagnetică (propriu-zisă).

punctul de funcționare deplasîndu-se în D, pentru viteze unghiulare negative. Alunecarea în punctul D este :

$$S_D = \frac{\Omega_1 - (-\Omega_D)}{\Omega_1} > 1 \tag{8.106}$$

ceea ce înseamnă că mașina se găsește în regim de frînă electromagnetică. Procesul de frînare este asemănător din punct de vedere energetic cu cel descris mai sus, iar rezistența de frînare se calculează în același mod, condițiile impuse fiind viteza de coborîre Ω_D și cuplul de frînare M_A impus de cuplul potențial al sarcinii.

Metoda este aplicată frecvent la mecanismele de ridicare a sarcinii, fie pentru oprire, fie pentru realizarea vitezelor de coborîre reduse, care se obțin printr-o schemă de comandă adecvată. Astfel din cele 5, 6 poziții ale controlerului de comandă, pe poziția de coborîre, pe primele 2, SAE este conectat pentru ridicare, iar în rotor sînt introduse rezistențe de frînare de valori diferite. Întrucît sarcina la cîrligul mecanismului de ridicat este variabilă, obținerea coborîrii se face, de către operator, prin alegerea convenabilă a poziției controlerului, în funcție de deplasarea reală a sarcinii.

8.2.3.4. **Metoda de frînare subsincronă**

Această metodă de frînare este utilizată în special la mașinile de lucru cu cuplu potențial (mecanism de ridicat sarcini), avînd avantajul că nu mai este posibilă inversarea sensului de rotație. Uneori metoda se folosește în combinație cu frînarea suprasincronă sau cu cea prin cuplare inversă. Metoda constă în alimentarea statorului cu un sistem trifazat asimetric de tensiuni cu asimetrie bine determinată. Simultan se face trecerea și pe caracteristici mecanice artificiale prin introducerea de rezistențe în circuitul rotoric.

Se consideră un motor asincron trifazat cu rotorul bobinat, alimentat cu un sistem trifazat dezechilibrat de tensiuni, avînd tensiunile de fază U_u, U_v și U_w. Aplicînd metoda componentelor simetrice, sistemul se poate descompune în trei sisteme simetrice : unul homopolar avînd tensiunea

$$U_0 = \frac{1}{3}(\underline{U}_u + \underline{U}_v + \underline{U}_w), \tag{8.107}$$

unul de succesiune directă

$$\underline{U}_d = \frac{1}{3}(\underline{U}_u + \underline{a}\underline{U}_v + \underline{a}^2\underline{U}_w) \tag{8.108}$$

și unul de succesiune inversă

$$\underline{U}_i = \frac{1}{3}(\underline{U}_u + \underline{a}^2\underline{U}_v + \underline{a}\underline{U}_w), \tag{8.109}$$

unde

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \tag{8.110}$$

este un operator de rotație.

Cuplul rezultant în mașină se obține prin însumarea efectelor celor trei sisteme simetrice fiind dat de o relație de forma :

$$M = M_0 \left(\frac{3U_0}{U_n}\right)^2 + M_d \left(\frac{U_d}{U_n}\right)^2 + M_i \left(\frac{U_i}{U_n}\right)^2, \tag{8.111}$$

unde M_0, M_d și M_i sînt cuplurile electromagnetice, corespunzătoare valorii nominale U_n a tensiunii, pentru fiecare sistem în parte, la o alunecare oarecare s.

În practică, crearea asimetriei se realizează prin modificări cît mai simple în alimentarea statorică. Una din metodele cele mai simple este alimentarea monofazată (fig. 8.51) pentru care componenta homopolară este nulă, rămînînd cele două componente directă și inversă egale ca valoare deoarece

$$\underline{U}_d = \frac{1}{3}\underline{U}_R + (\underline{a} + \underline{a}^2)\,\underline{U}_T, \tag{8.112}$$

iar

$$\underline{U}_i = \frac{1}{3}\underline{U}_R + (\underline{a}^2 + \underline{a})\,\underline{U}_T. \tag{8.113}$$

Dacă se notează gradul de asimetrie

$$\varepsilon = \frac{U_i}{U_d} = 1, \tag{8.114}$$

iar prin M_{md} și M_{mi} cuplurile maxime ale sistemului direct și sistemului invers, avînd valorile egale

$$M_{md} = \left(\frac{U_d}{U_n}\right)^2 M_m \tag{8.115}$$

și

$$M_{mi} = \left(\frac{U_i}{U_n}\right)^2 M_m, \tag{8.116}$$

unde M_m este cuplul maxim pentru alimentarea simetrică cu tensiunea nominală U_n, atunci utilizînd formula lui Kloss, cuplul rezultant în mașină are valoarea

$$M = 2M_m \left(\frac{U_d}{U_n}\right)^2 \left[\frac{1}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} - \frac{\varepsilon^2}{\frac{2-s}{s_m} + \frac{s_m}{2-s}}\right], \tag{8.117}$$

unde s_m este alunecarea maximă pentru alimentarea simetrică. Caracteristicile mecanice ale cuplului direct și invers, fără introducere de rezistențe în circuitul rotoric, sînt simetrice față de origine, (cuplul rezultant pentru $s = 1$ este nul) fiind trasate în figura 8.52, cu linie întreruptă. Așa cum s-a precizat mai sus, alimentarea asimetrică este însoțită și de introducerea de rezistoare în circuitul rotoric, obținîndu-se caracteristicile a și b, puternic căzătoare. Caracteristica mecanică rezultantă, c, se obține prin însumarea caracteristicilor a și b. Se constată că această caracteristică

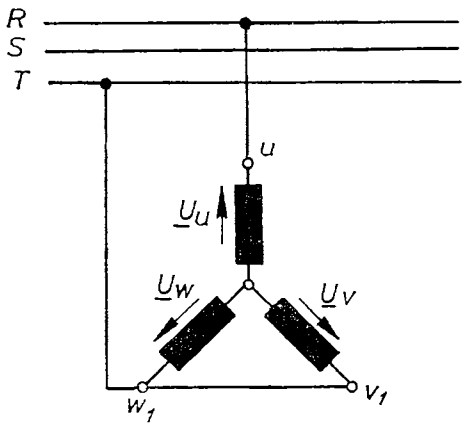


Fig. 8.51. Alimentarea monofazată la frînarea subsincronă.

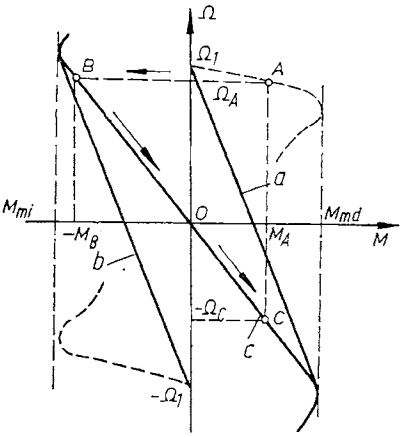


Fig. 8.52. Caracteristici mecanice la frînarea subsincronă.

este situată în cadranele II și IV, adică mașina se găsește în permanență în regim de frînă electromagnetică. Dacă, de exemplu, punctul de funcționare se găsește la viteza unghiulară Ω_A, (punctul A de funcționare se găsește de fapt pe caracteristica mecanică naturală la alimentarea simetrică), la începerea frînării punctul se deplasează în B, de unde, datorită cuplului M_B negativ, SAE își micșorează viteza deplasîndu-se spre origine. Dacă mașina de lucru este cu cuplu static de tip reactiv, frînarea se termină cu oprirea SAE. În cazul cuplurilor statice de tip potențial, dacă inițial sarcina era în mișcare de urcare, punctul de funcționare se va stabiliza în funcție de valoarea cuplului de sarcină M_A, adică în punctul C, sarcina coborînd în regim stabilizat cu viteza Ω_c. La aplicarea acestei metode de frînare trebuie avut în vedere că valoarea cuplului maxim este micșorată față de alimentarea simetrică, putînd conduce, dacă cuplul mașinii de lucru este mai mare decît acesta, la decroșarea mașinii și pierderea efectului de frînare. Cuplul maxim corespunzător schemei de conexiuni din figura 8.51 este :

$$M_{ma}=M_{mi}=\frac{M_m}{3}. \tag{8.118}$$

Modificarea cuplului de frînare, respectiv a vitezei de coborîre pentru sarcinile de tip potențial se realizează prin varierea rezistenței rotorice. Se pot obține și alte forme ale caracteristicilor mecanice, care să nu treacă prin origine, în funcție de modul de creare a asimetriei, diversele variante posibile precum și aplicațiile acestora fiind prezentate în [6] și [11].

În unele aplicații mai sînt utilizate și alte metode de frînare cum ar fi *metoda de frînare cu doi curenți, combinarea frînării propriu-zise cu frînarea dinamică* [11], *frînarea cu două motoare cuplate pe același ax* [6], sau *frînarea dinamică autoexcitată.*

8.2.4. MODIFICAREA VITEZEI MOTOARELOR ASINCRONE (METODE CLASICE)

Acționarea electrică a diferitelor procese tehnologice impune de cele mai multe ori modificarea vitezei motorului. Motorul asincron are o caracteristică mecanică naturală dură, deci pentru modificarea vitezei este ne-

cesar să se modifice această caracteristică mecanică. În funcție de necesități, modificarea vitezei se poate efectua în trepte sau continuu, în limite largi sau înguste, cu pierderi mari de energie, sau cu pierderi mici. Posibilitățile de modificare a vitezei motorului asincron în domenii largi și cu pierderi mici, prin mijloace clasice (fără utilizarea elementelor semiconductoare de putere) sînt reduse. Din acest punct de vedere, cu toate că motorul asincron este mai ieftin, mai robust și mai sigur în exploatare decît motorul de curent continuu, în acționările în care se cere o modificare fină a vitezei în limite largi, fără echipamente sofisticate, se utilizează cu precădere motorul de curent continuu. În acționările cu modificări de viteză în trepte (macarale, ascensoare, vinciuri navale, benzi transportoare etc.) se folosește cu precădere motorul asincron, modificarea vitezei făcîndu-se de obicei prin următoarele metode :

— modificarea numărului de perechi de poli ;
— variația tensiunii de alimentare a motorului ;
— variația rezistenței circuitului rotorului.

Primele două metode de reglare a vitezei sînt cu pierderi mici, în timp ce ultima metodă este neeconomică deoarece implică pierderi mari de energie electrică în rezistoarele exterioare înseriate cu înfășurările rotorului.

8.2.4.1. Modificarea vitezei motorului asincron prin modificarea numărului de perechi de poli

Modificarea în trepte a vitezei motorului asincron se face prin schimbarea vitezei de sincronism Ω_1 a mașinii, datorită comutării numărului perechilor de poli p, conform relației cunoscute :

$$\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2\pi f_1}{p} \tag{8.119}$$

Această metodă se aplică mașinilor asincrone prevăzute fie cu două înfășurări trifazate distincte cu p diferit, fie cu una sau mai multe înfășurări de execuție specială (de exemplu, de tip Dahlander).

Modificarea vitezei prin această metodă prezintă avantajul economicității, datorită faptului că, indiferent de viteza de lucru, mașina funcționează cu alunecare scăzută. În plus, se permite frînarea cu recuperare de energie la trecerea de la viteza mare la cea scăzută, rezultînd economii de energie mai ales la acționările cu moment de inerție mare sau care au porniri și opriri dese. Din figura 8.53, rezultă că, prin dublarea numărului de poli, viteza de sincronism scade la jumătate, punctul de funcționare A de pe caracteristica *1* (corespunzător vitezei Ω_s dinainte de comutare) trecînd în A' pentru caracteristica 2. Viteza inițială Ω_s fiind mai mare decît noua viteză de sincronism $\Omega_1' = \frac{\Omega_1}{2}$, mașina va lucra în regim de generator, frînînd instalația pînă cînd viteza scade la valoarea Ω_1'. Apoi punctul de funcționare se stabilizează la viteza Ω_s' (punctul B). Ulterior, pentru oprirea instalației se poate aplica o altă metodă de frînare, electrică sau mecanică.

Dezavantajul metodei schimbării numărului de poli constă în faptul că permite modificarea vitezei numai în trepte, iar construcția mașinilor care realizează acest lucru este destul de complicată.

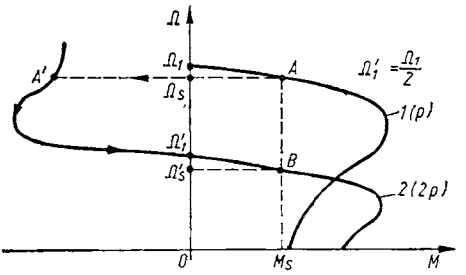


Fig. 8.53. Caracteristicile mecanice corespunzătoare schimbării numărului de poli.

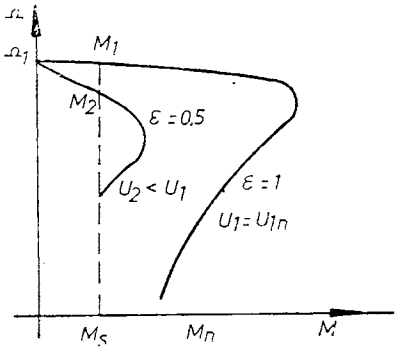


Fig. 8.54. Caracteristici mecanice la U_1 = variabil.

Metoda își găsește însă aplicații în acționarea ascensoarelor, a mașinilor unelte, a unor mașini din industria lemnului, a pompelor și ventilatoarelor etc.

8.2.4.2. Modificarea vitezei motorului asincron prin modificarea tensiunii de alimentare

Modificarea valorii efective a tensiunii de alimentare U_1 se poate realiza cu ajutorul unui autotransformator reglabil sau cu amplificator magnetic. Deoarece cuplul electromagnetic maxim M_m este proporțional cu pătratul tensiunii, iar alunecarea critică s_m nu depinde de tensiune, caracteristicile mecanice artificiale, pentru motorul cu rotor în scurtcircuit, au elasticitate redusă și domeniu îngust de modificare a vitezei (fig. 8.54). La motoarele asincrone cu rotorul bobinat se poate lărgi domeniul de modificare a vitezei prin introducerea unei rezistențe suplimentare în circuitul rotorului, dar randamentul instalației este micșorat datorită pierderilor suplimentare în rezistența exterioară, metoda aplicîndu-se numai în servicii intermitente sau de scurtă durată.

8.2.4.3. Modificarea vitezei prin variația rezistenței circuitului rotoric

Conform celor arătate, introducerea simetrică de rezistoare în serie cu înfășurarea rotorului mărește alunecarea critică, cuplul maxim fiind constant. În acest mod se micșorează rigiditatea caracteristicii mecanice, domeniul de modificare al vitezei fiind destul de larg, dacă cuplul de sarcină este mare. Această metodă de modificare are următorul mare dezavantaj : puterea disipată în rezistența totală din circuitul rotorului este proporțională cu produsul dintre alunecare și puterea electromagnetică transmisă rotorului la viteze mici, pierderile de putere prin efectul Joule fiind exagerate (metoda este neeconomică). Totuși această metodă este mult utilizată încă, pentru modificarea în trepte a vitezei mecanismelor de ridicare (poduri rulante, vinciuri navale etc.), dacă serviciul de funcționare este intermitent.

Pentru modificarea fină a vitezei se foloseşte schema de reglare prin impulsuri a rezistenţei rotorice (fig. 8.55). În circuitul rotorului se află puntea redresoare trifazată, *u1* rezistenţa tampon R, rezistenţa suplimentară R_s, contactorul static *u2* şi bobina L. Contactorul static scurtcircuitează intermitent periodic rezistorul R_s. Pentru circuitul rotoric, rezistenţa exterioară echivalentă R_e este valabilă în domeniul $R<R_e<R+R_s$, în funcţie de durata relativă de conectare a contactorului static *u2*. În acest mod, alunecarea motorului se poate modifica de la valoarea minimă, cînd $R_e=R$, pînă la valoarea maximă cînd $R_e=R+R_s$.

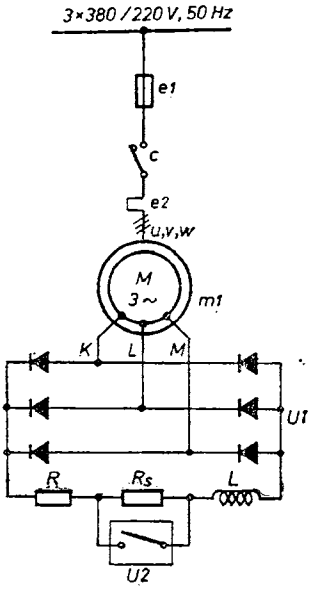


Fig. 8.55. Modificarea turaţiei prin variaţia rezistenţei rotorice cu ajutorul contactorului static.

8.2.5. MODIFICAREA VITEZEI MOTOARELOR ASINCRONE PRIN INTERMEDIUL MUTATOARELOR CU SEMICONDUCTOARE

Modificarea vitezei motorului asincron cu mijloace care implică pierderi reduse de energie constituie una dintre direcţiile principale de dezvoltare a tehnicii sistemelor de acţionare electrică. Se poate afirma că în viitorul apropiat acţionările reglabile de curent alternativ vor reuşi să atingă performanţele tehnico-economice ale acţionărilor reglabile cu maşini de curent continuu. Metoda uzuală de modificare a turaţiei motorului asincron, în limite largi, cu pierderi minime, constă în modificarea frecvenţei tensiunii de alimentare.

În trecut s-au folosit drept surse de tensiune cu frecvenţă variabilă, convertizoare electromecanice de frecvenţă, cu ajutorul cărora se realiza conversia frecvenţei reţelei de alimentare la o frecvenţă joasă, variabilă pînă la circa 20 Hz. Dezvoltarea tehnologiei circuitelor de comutaţie statică de putere a permis realizarea convertoarelor statice de frecvenţă cu performanţe tehnico-economice mult superioare convertoarelor electromecanice (durata de viaţă practic nelimitată, domeniul larg de reglaj al frecvenţei şi tensiunii, inerţie neglijabilă etc.), precum şi a sistemelor de alimentare a motorului asincron pentru funcţionarea în regim pas cu pas.

În cele ce urmează se prezintă următoarele metode de modificare a vitezei motorului asincron : *utilizarea contactorului static pentru modificarea tensiunii de alimentare, sisteme de reglare a vitezei cu ajutorul convertoarelor statice* conform principiului orientării după cîmp şi *sisteme de modificare a vitezei în regim de funcţionare pas cu pas.*

8.2.5.1. Utilizarea contactorului static pentru modificarea vitezei motorului asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit, prin metoda impulsurilor

Metoda de modificare a vitezei motoarelor electrice prin impulsuri, se aplică în domeniul puterilor mici şi mijlocii. Conform acestei metode,

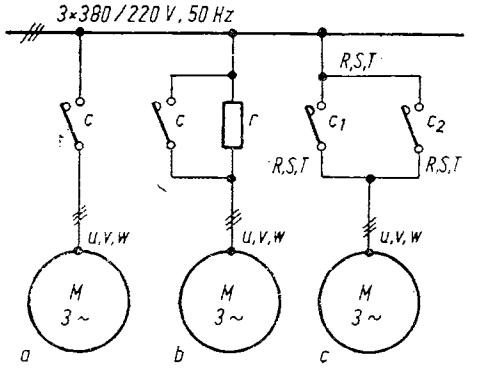


Fig. 8.56. Scheme de alimentare prin impulsuri.

tensiunea de alimentare a motorului se aplică ciclic, perioada unui ciclu t_c fiind compusă din intervalul activ t_a, cînd motorul este alimentat (fig. 8.56) și pauza t_p, cînd tensiunea de alimentare este deconectată, adică :

$$t_c = t_a + t_p. \qquad (8.120)$$

În intervalul de timp t_a, motorul dezvoltînd un cuplu electromagnetic superior cuplului rezistent al mașinii de lucru, viteza unghiulară Ω va crește, iar în intervalul t_p motorul fiind deconectat Ω va scade. În regimul permanent staționar, viteza motorului Ω oscilează în jurul unei valori medii Ω_{med}. Modificînd parametrul :

$$\varepsilon = \frac{t_a}{t_c} \qquad (8.121)$$

se modifică valoarea medie a vitezei Ω_{med}. Astfel, cînd $\varepsilon = 1$, motorul fiind permanent conectat la rețea, punctul de funcționare M_1 se va afla pe caracteristica mecanică naturală. Cînd $\varepsilon < 1$, $U < U_n$, punctul de funcționare M_2 se află pe o caracteristică artificială corespunzătoare tensiunii reduse U (fig. 8.54). Domeniul de modificare a vitezei este limitat, deoarece cuplul electromagnetic maxim scade cu U^2, respectiv cu ε^2. De exemplu, pentru un motor asincron funcționînd la sarcina nominală și avînd $\frac{M_{max}}{M_n} = 3$,

$$\varepsilon_{min} = \sqrt{\frac{1}{3}}, \quad U_{min} = \varepsilon_{min} U_n. \qquad (8.122)$$

Valoarea rezistenței r din figura 8.56, *b* determină tensiunea minimă U_{min}, admisibilă pentru o acționare dată. Pentru cupluri de sarcină reduse apar dificultăți suplimentare, care se pot atenua prin utilizarea schemei din figura 8.56, *c*, unde mașina funcționează în intervalul t_a ca motor, iar în intervalul t_p ca frînă propriu-zisă, prin contraconectare.

Pentru realizarea practică a schemelor de modificare a vitezei prin metoda impulsurilor se folosesc contactoarele statice cu tiristoare sau triacuri. În figura 8.57 s-au reprezentat circuitele de forță și schema bloc de comandă pentru un contactor static cu triacuri. Comanda triacurilor se face cu un tren de impulsuri de înaltă frecvență (2,5 kHz), durata unui tren de impulsuri fiind t_a. Generarea impulsurilor de înaltă frecvență se face de către blocul IF. Convertorul tensiune durată, *CTD*, produce la ieșire impulsurile cu perioada t_c constantă și durata t_a variabilă funcție

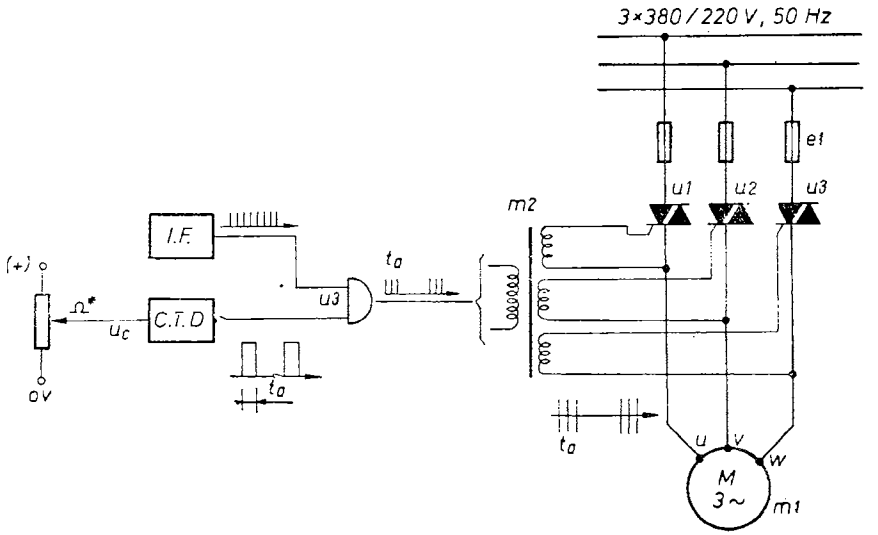


Fig. 8.57. Schemă de reglare în impulsuri cu triacuri.

de tensiunea de comandă u_c, care reprezintă valoarea impusă a vitezei Ω^*. La ieşirea circuitului poartă u_3, rezultă trenul de impulsuri de î.f. cu durata t_a. Transformatorul de impuls m_2 se utilizează din două motive :

— realizează izolarea galvanică între circuitele de comandă şi forţă ;

— furnizează impulsuri alternative (pozitive şi negative), făcînd posibilă bascularea în stare de conducţie a triacului, atît pe semialternanţa pozitivă a tensiunii de alimentare, cît şi pe cea negativă.

Principalul dezavantaj al modificării turaţiei prin metoda impulsurilor îl constituie şocurile de curent la conectarea repetată a maşinii la reţeaua de alimentare. Utilizarea contactorului static analizat mai sus poate înlătura acest dezavantaj, dacă momentul conectării motorului este determinat în funcţie de defazajul dintre tensiunea de alimentare şi t.e.m. indusă în înfăşurarea de fază a statorului, de către fluxul generat de curenţii înfăşurării rotorului, în intervalul de timp t_p (cînd maşina este deconectată de la reţea). Se demonstrează că şocul de curent la conectare este minim, dacă cele două tensiuni sînt egale şi în opoziţie de fază.

8.2.5.2. Modificarea vitezei motoarelor asincrone prin utilizarea variatoarelor statice de tensiune alternativă la frecvenţă constantă

Modificarea valorii efective a tensiunii de alimentare în vederea modificării vitezei motorului se poate realiza fie cu ajutorul amplificatoarelor magnetice fie cu ajutorul tiristoarelor sau triacurilor. În prezent, prac-

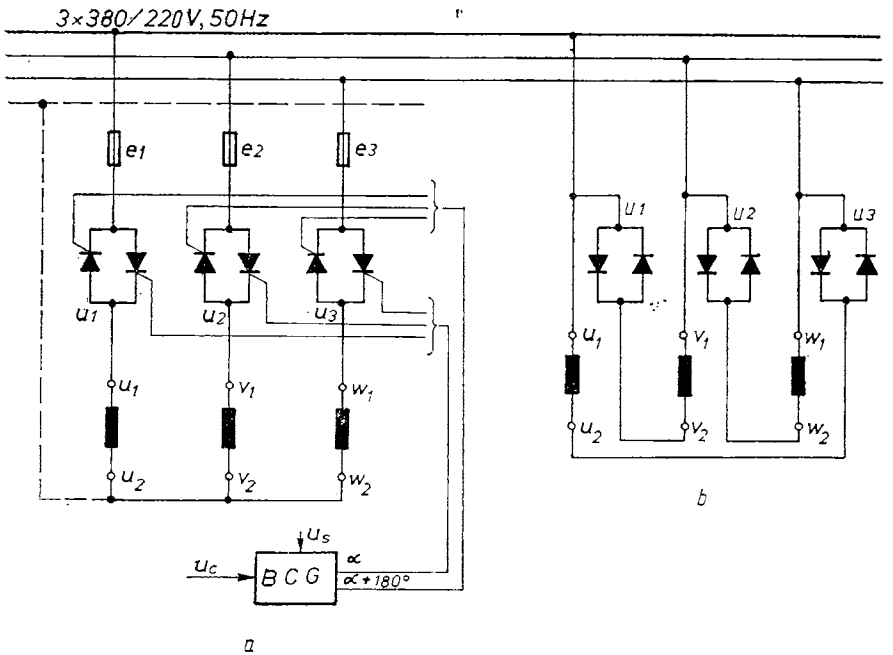


Fig. 8.58. Scheme de alimentare utilizînd variatoare statice de tensiune.

tic s-a renunțat la schemele de reglare cu amplificatoare magnetice, tiristoarele oferind avantaje evidente: puterea necesară pentru comandă mult mai mică, durată de viață nelimitată, gabarit și cost redus.

Schemele uzuale de alimentare a înfășurării statorului, conform acestei metode, sînt reprezentate în figura 8.58. Schemele cuprind cîte trei perechi de tiristoare montate în opoziție (antiparalel). Comanda basculării în starea de conducție se face cu ajutorul impulsurilor cu fază variabilă α, funcție de o tensiune de comandă u_c aplicată la intrarea blocului de comandă pe grilă *BCG* (fig. 8.58, *a*). Datorită caracterului inductiv al sarcinii, intrarea în conducție a unui tiristor depinde atît de faza impulsului de comandă α, cît și de unghiul de defazaj φ dintre curent și tensiune

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R}, \tag{8.123}$$

bascularea fiind posibilă dacă $\alpha \geqslant \varphi$, în cazul impulsurilor de comandă de scurtă durată (0,2 ms). Pentru a face posibilă bascularea tiristoarelor și în cazul $\alpha < \varphi$, se utilizează impulsuri de comandă cu durată mai mare de 5 ms, ceea ce corespunde unui unghi electric mai mare decît 90°.

Pentru determinarea formei tensiunii și curentului la bornele motorului se consideră schema din figura 8.58, *a*, cu conductor de nul. În această schemă intrarea în conducție a fiecărei perechi de tiristoare este determinată de tensiunea de fază a rețelei de alimentare. În consecință, este suficient să se analizeze funcționarea unei singure perechi de tiristoare, conform schemei din figura 8.59. La aplicarea impulsului de comandă pe tiristorul T_1, acesta intră în conducție. Tensiunea anodică fiind

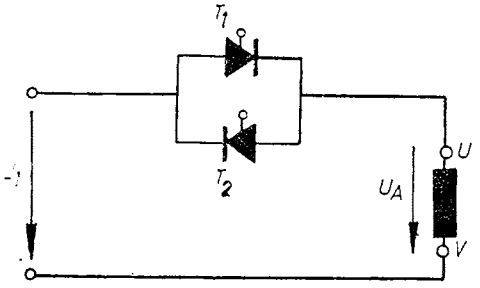


Fig. 8.59. Schema de alimentare pentru o fază.

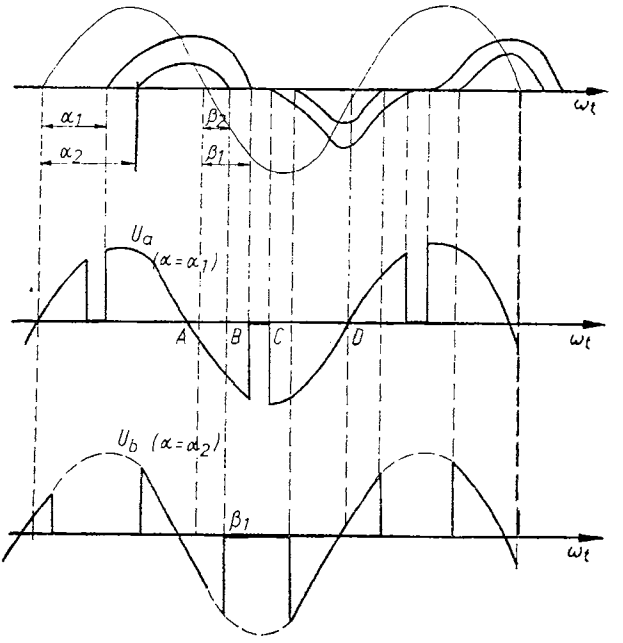


Fig. 8.60. Formele de undă ale tensiunilor pentru schema din figura 8.59.

pozitivă, conducția tiristorului se prelungește și în domeniul semialternanței negative a tensiunii de alimentare cu unghiul β_1, datorită caracterului inductiv al sarcinii. La $\omega t=\pi+\alpha_1$ se aplică impuls de comandă tiristorului T_2. Acesta fiind conectat în opoziție față de T_1, va conduce în domeniul semialternanței negative a tensiunii de alimentare. Mai departe procesul se repetă ciclic. Tensiunea la bornele înfășurării de fază a motorului este reprezentată de figura 8.60. În intervalul AB conduce T_1, în intervalul BC, T_1 și T_2 sînt blocate, tensiunea la bornele motorului fiind nulă, iar în intervalul CD conduce T_2. Se observă că forma tensiunii la bornele motorului nu este pur sinusoidală, motorul fiind alimentat cu porțiuni de undă sinusoidală depinzînd de unghiul de comandă α și de unghiul φ de defazaj al curentului. Efectul armonicilor de ordin superior care apar datorită regimului deformant depinde de ordinul acestor armonici. Armonicile de ordinul $n=3k$, ($k=1,2\ldots$) formează un sistem homopolar. În cazul conexiunilor stea cu conductor neutru sau triunghi, componentele homopolare au un circuit închis, încărcînd suplimentar conductorul de nul și înfășurările motorului. Din acest punct de vedere conexiunea stea fără conductor de nul este avantajoasă.

Armonicile de ordinul $n=3k+1$ formează cîte un sistem trifazat simetric direct, iar armonicile de ordinul $n=3k+2$ formează cîte un sistem trifazat simetric invers. Rezultă deci că armonicile 5, 8, 11 etc. produc pe de o parte pierderi suplimentare importante în rotor (frecvența t.e.m. induse în rotor tinde spre 100 Hz), pe de altă parte cupluri electromagnetice de sens invers cuplului principal (produs de fundamentală).

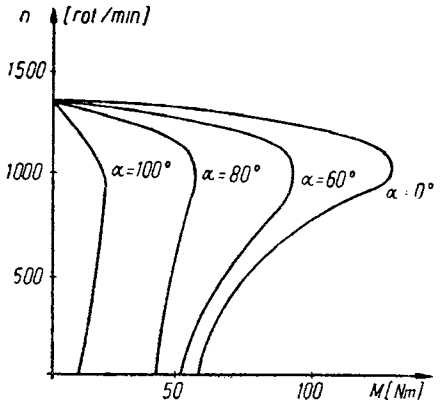


Fig. 8.61. Caracteristicile mecanice artificiale.

În figura 8.61 s-au reprezentat caracteristicile mecanice ale unui motor avînd $P_N = 10$ kW, $n_n = 1\,450$ rot/min pentru diferite unghiuri de comandă α [10].

Principiul de comandă prezentat pentru schema cu conductor de nul se poate uşor extinde şi pentru schemele fără conductor de nul sau cu conexiune în triunghi. În aceste cazuri forma de undă a tensiunii la bornele motorului este mai complicată decît cea obţinută în figura 8.60.

La cupluri rezistente reduse şi viteze mici sistemul poate să funcţioneze instabil. Pentru înlăturarea instabilităţii se prevede posibilitatea contraconectării (ca şi în cazul metodei impulsurilor, fig. 8.62) sau se introduce un circuit de reglare a vitezei de buclă închisă. Pentru efectuarea contraconectării motorului se utilizează încă două perechi de tiristoare, *u4* şi *u5*. La funcţionarea în sensul înainte se comandă tiristoarele *u1, u2, u3* iar pentru funcţionarea în sensul înapoi se comandă tiristoarele *u1, u4, u5*, inversîndu-se faza *S* cu faza *T*.

8.2.5.3. Modificarea vitezei motorului asincron prin utilizarea convertoarelor statice de frecvenţă

Modificarea vitezei motorului asincron prin modificarea frecvenţei tensiunii de alimentare reprezintă metoda cea mai economică din punctul de vedere al pierderilor şi asigură domeniul cel mai larg de reglare.

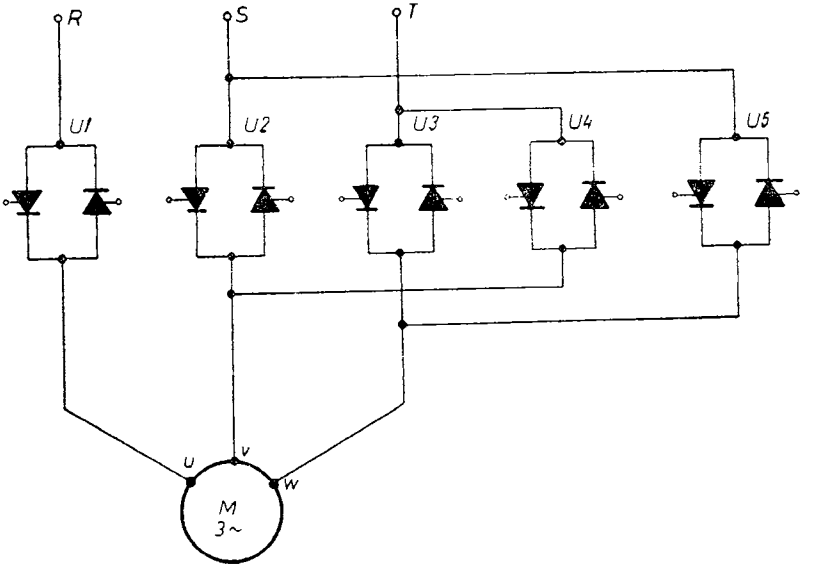


Fig. 8.62. Schema de reglare a vitezei cu tiristoare prin contraconectare.

Pentru a dispune de un cuplu electromagnetic maxim pe întregul domeniu de variație a vitezei, modificarea frecvenței trebuie însoțită și de modificarea valorii efective a tensiunii de alimentare. Legea de variație a tensiunii și frecvenței rezultă din expresia cuplului maxim

$$M_m = \frac{3U_1^2}{2\Omega_1[R_1+\sqrt{R_1^2+X_e^2}]} \tag{8.124}$$

care, pentru

$$R_1 \ll X_e = 2\pi f_1(L_{\sigma 1}+L'_{\sigma 2}) \quad \text{și} \quad \Omega_1 = \frac{2f_1}{p}, \tag{8.125}$$

$L_{\sigma 1}$ și $L_{\sigma 2}$ fiind reactanțele de scăpări ale înfășurării statorului și rotorului, devine

$$M_m \simeq K\frac{U_1^2}{f_1^2}. \tag{8.126}$$

Deci pentru a obține M_m constant rezultă condiția

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const.} \tag{8.127}$$

Această condiție nu este valabilă în tot domeniul de variație al tensiunii și frecvenței. Astfel pentru valori mici ale frecvenței, căderea ohmică de tensiune pe rezistența înfășurării statorului nu se mai poate neglija, iar aproximația de mai sus $R_1 \cong 0$ nu mai este posibilă. Din acest motiv, curba $U_1 = f(f_1)$ este neliniară în apropierea originii (fig. 8.63).

Condiția (8.127) este echivalentă cu condiția

$$\Phi = \text{const.} \tag{8.128}$$

deoarece, t.e.m. din înfășurarea de fază a statorului este :

$$U_{e1} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} N_1 k_{b1} f_1 \Phi_{max} \simeq U_1, \tag{8.129}$$

unde N_1 este numărul de spire al înfășurării, iar k_{b1} factorul de înfășurare.

Convertoarele statice de frecvență se pot clasifica în două mari categorii :

— convertoare directe sau cicloconvertoare care transformă direct tensiunea U_1 și frecvența f_1 a rețelei de alimentare în tensiunea U_2 și frecvența f_2 dorită ;

— convertoare indirecte, cu circuit intermediar de curent continuu, unde are loc o dublă conversie a energiei : mai întîi se transformă tensiunea alternativă a rețelei de alimentare în tensiunea continuă a circuitului intermediar, de unde se obține apoi cu ajutorul unui invertor, tensiunea cu frecvență variabilă.

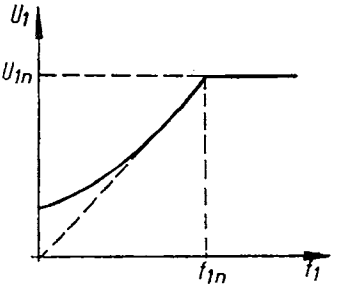


Fig. 8.63. Caracteristica $U_1 = f(f_1)$.

Modificarea vitezei mașinii asincrone prin utilizarea cicloconvertorului. Cicloconvertorul produce o tensiune alternativă cu frecvența reglabilă în domeniul 0 ... 20 Hz, fiind alimentat de la rețea cu frecvența de 50 Hz. Pentru a ana-

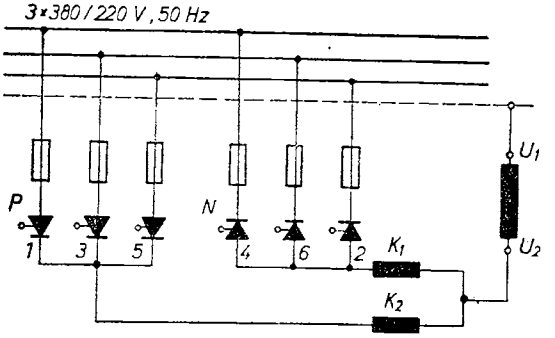


Fig. 8.64. Schemă electrică pentru o fază a cicloconvertorului.

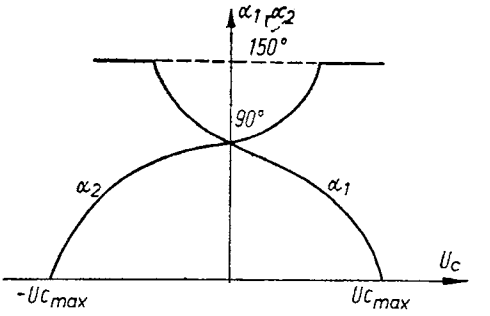


Fig. 8.65. Caracteristicile de comandă pe grilă.

liza funcționarea cicloconvertorului, se consideră o înfășurare de fază a mașinii asincrone, alimentată de la un redresor comandat în montaj antiparalel (fig. 8.64).

Redresorul comandat reversibil din figura 8.64 se compune din două grupe : grupa cu catodul comun $P_{1,\ 3,\ 5}$ și grupa cu anodul comun $N_{4,\ 6,\ 2}$. Dacă α_1 reprezintă faza impulsului de comandă pe grilă grupa P și respectiv α_2 pentru grupa N, în funcție de polarizarea sistemului de comandă pe grilă, redresorul poate funcționa :

— fără curent de circulație dacă $\alpha_1+\alpha_2>180°$;

— cu curent de circulație dacă $\alpha_1+\alpha_2=180°$ (fig. 8.65).

Schema bloc a unui cicloconvertor cu curent de circulație este reprezentată în figura 8.66. La intrarea regulatorului de tensiune *RU* se aplică mărimea impusă u^* și mărimea reală a tensiunii u_r, semnal furnizat de traductorul de tensiune *TU*. Semnalul u^* este sinusoidal cu frecvență și amplitudine variabile, în funcție de frecvența f_2 și tensiunea U_2 necesare.

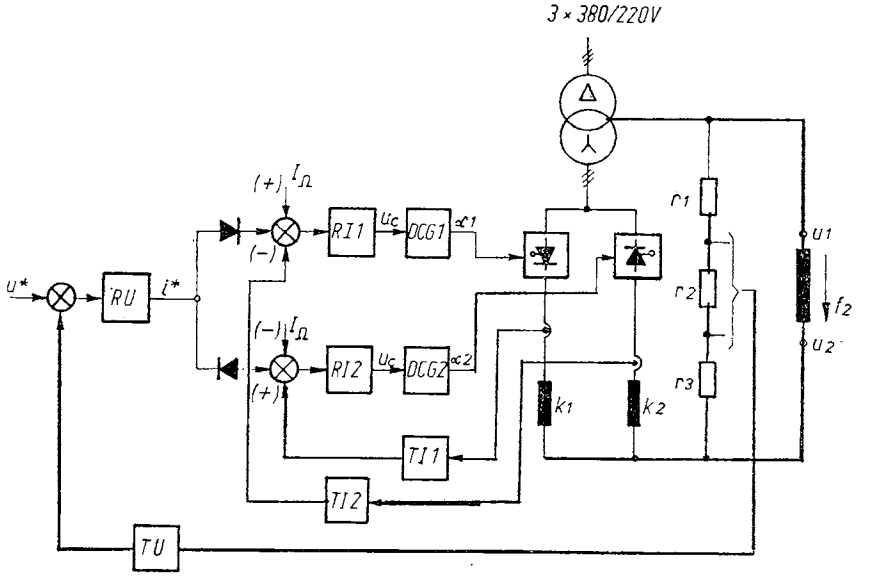


Fig. 8.66. Schema bloc a cicloconvertorului.

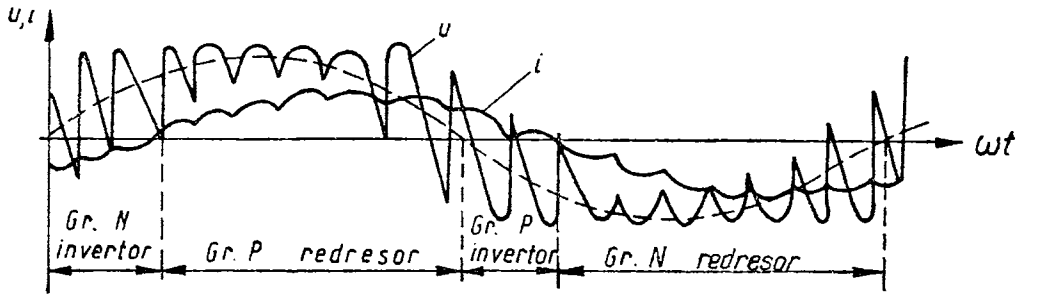


Fig. 8.67. Regimurile de funcționare ale cicloconvertorului.

Mărimea de ieșire din regulatorul de tensiune constituie mărimea impusă pentru curent. Deoarece redresorul funcționează cu curent de circulație, fiecare grup de redresare (P sau N) are regulator de curent propriu (RI_1, RI_2). Pentru semialternanța pozitivă a semnalului u^* în cazul unei sarcini cu caracter pur rezistiv, i^* este mereu pozitiv, iar RI_1 comandă grupul P în regim de redresor. În acest timp grupul N funcționează în regim de invertor, regulatorul de curent RI_2 avînd, la intrare, mărimea prescrisă pentru curentul de circulație $-I_c^*$, prin convertor trecînd curentul de circulație cu valoarea medie corespunzătoare mărimii prescrise. Pentru semialternanța negativă a semnalului u^*, cele două grupuri își inversează rolul : grupul P lucrează ca invertor, grupul N ca redresor. În cazul unei sarcini cu caracter inductiv, din cauza defazajului φ dintre curent și tensiune, în decursul unei semialternanțe pozitive, grupurile P și N vor avea următoarele regimuri de funcționare (fig. 8.67) :

— grupul N, invertor, iar P redresor pentru curentul de circulație i_c;

— grupul P invertor, iar N redresor pentru i_c.

Succesiunea acestor regimuri de funcționare este reglată automat cu ajutorul regulatoarelor de curent și de tensiune.

În figura 8.67 s-au reprezentat tensiunea și curentul unei faze a motorului, precum și armonicile fundamentale respective. Frecvența fundamentalei de tensiune și de curent este aceeași cu aceea a tensiunii de referință u^*, mutatorul fiind un element cu inerție practic nulă.

Prezența curentului de circulație conduce atît la pierderi suplimentare de energie cît și la necesitatea unor bobine pentru limitarea acestor curenți. Pentru înlăturarea acestui dezavantaj se folosesc două metode :

— modificarea legii de comandă a grupurilor astfel ca $\alpha_1+\alpha_2>180°$, anulîndu-se astfel curentul de circulație ;

— utilizarea unui bloc logic pentru comanda grupurilor astfel încît acestea să funcționeze pe rînd, fie în regim de redresor, fie de invertor, în funcție de defazajul dintre tensiune și curent.

Primul procedeu are dezavantajul că la basculare curentului de pe un grup pe celălalt se înregistrează o pauză de curent de ordinul milisecundelor datorită fenomenului de conducție discontinuă. Acest timp mort se poate reduce prin introducerea în circuitul de reglare automată a unei bucle interne, cu factor mare de amplificare, care forțează, prin intermediul tensiunii de comandă, parcurgerea zonei de curent întrerupt. Deoarece frecvența basculărilor este relativ redusă (sub 20 Hz), acest dezavantaj nu este esențial.

În figura 8.68 s-a reprezentat schema circuitelor de forță pentru alimentarea unui motor asincron de mare putere la tensiune cu frecvență variabilă, utilizînd un cicloconvertor trifazat.

Înfășurările de fază ale motorului sînt alimentate prin intermediul a trei mutatoare reversibile, antiparalel în punte trifazată (*u1, u2, u3*), protejate la scurtcircuit cu ajutorul întreruptoarelor ultrarapide *a2, a3, a4*. Fiecare mutator este alimentat printr-un transformator propriu *m1, m2, m3*.

Cicloconvertorul se utilizează la acționările reglabile de mare putere și viteză redusă, permițînd eliminarea reductoarelor de turație greoaie și foarte scumpe pentru aceste puteri. Comutația elementelor semiconductoare la cicloconvertor este naturală, spre deosebire de convertoarele indirecte care folosesc invertoare cu comutație forțată (cu circuite suplimentare de stingere). Dezavantajele cicloconvertorului constau în numărul mare de elemente semiconductoare necesare (36 tiristoare în cazul schemei din figura 8.68) și domeniul relativ redus de reglare a frecvenței.

Modificarea vitezei motorului asincron, prin utilizarea convertorului cu circuit intermediar de curent continuu. *Descrierea convertorului.* Con-

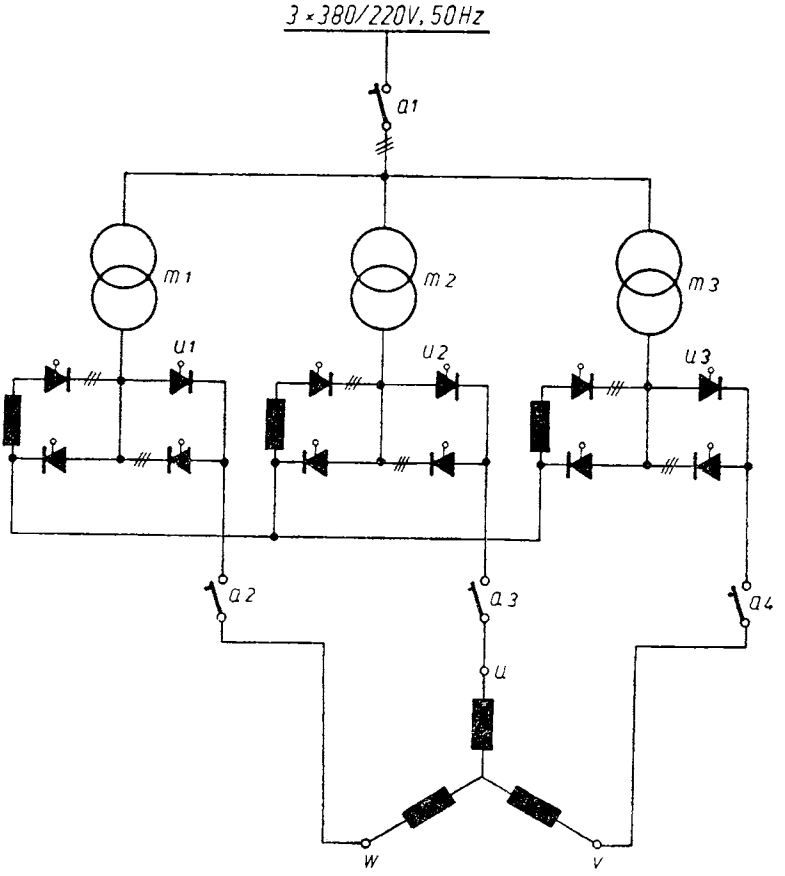


Fig. 8.68. Alimentarea motorului asincron prin intermediul unui cicloconvertor.

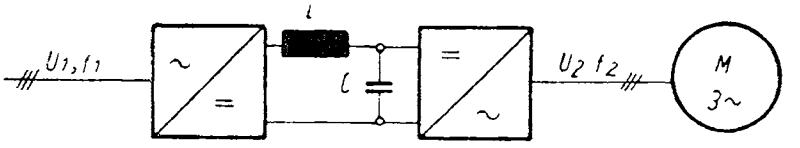


Fig. 8.69. Schema bloc a convertorului static de frecvență.

vertorul static cu circuit intermediar de curent continuu are trei părți principale :

— *redresorul comandat sau necomandat,* care transformă tensiunea alternativă U_1 de frecvență f_1 constantă, a rețelei de alimentare, într-o tensiune continuă ;

— *filtrul LC,* din circuitul intermediar de curent continuu ;

— *invertorul static,* care transformă tensiunea continuă din circuitul intermediar, în tensiunea alternativă U_2 cu frecvența f_2 reglabilă.

Reglarea tensiunii U_2 se poate efectua în două moduri :

— indirect, prin intermediul redresorului comandat, obținîndu-se o tensiune reglabilă în circuitul intermediar ;

— direct în invertor, în acest caz redresorul fiind necomandat.

În figura 8.69 s-a reprezentat schema bloc a convertorului static de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu. Pentru realizarea frînării recuperative (suprasincrone) este necesar ca redresorul *ul* să fie reversibil.

Invertoarele se pot clasifica în funcție de configurația schemei de realizare, în :

— *invertoare cu stingere independentă,* la care stingerea (blocarea) unui tiristor principal se realizează cu ajutorul unor tiristoare auxiliare de stingere ;

— *invertoare cu stingere autonomă,* la care stingerea tiristorului principal se face datorită aprinderii tiristorului principal următor.

În funcție de formele de undă ale curentului și tensiunii de ieșire, invertoarele se pot clasifica în :

— *invertoare de tensiune,* în care se controlează tensiunea de ieșire, aceasta avînd practic forma dreptunghiulară, iar curentul se stabilește în mod natural, în funcție de sarcină ;

— *invertoare de curent,* în care se controlează curentul de ieșire, tensiunea stabilindu-se în raport cu caracterul sarcinii.

Tensiunea de ieșire pe o fază a invertorului de tensiune este alternativă de formă dreptunghiulară (fig. 8.70, *a*). Amplitudinea treptei de tensiune este egală cu tensiunea continuă din circuitul intermediar. În vederea obținerii unei tensiuni cît mai apropiate de forma sinusoidală, se mărește numărul de trepte ale tensiunii (fig. 8.70, *b*), invertorul fiind în acest caz mai complicat. Valoarea efectivă a tensiunii U_2 se reglează prin intermediul redresorului comandat. Modificarea valorii efective a tensiunii U_2, în cazul convertoarelor cu circuit intermediar de tensiune constantă (redresor nesinusoidal), se face prin metoda eșantionării (fig. 8.70, *c*). În acest caz durata de conducție este întreruptă cu ajutorul unui contactor static de tip *chopper,* modificîndu-se astfel valoarea medie a unui puls de tensiune în raport cu tensiunea continuă a circuitului intermediar. O tensiune de ieșire cu armonica fundamentală sinusoi-

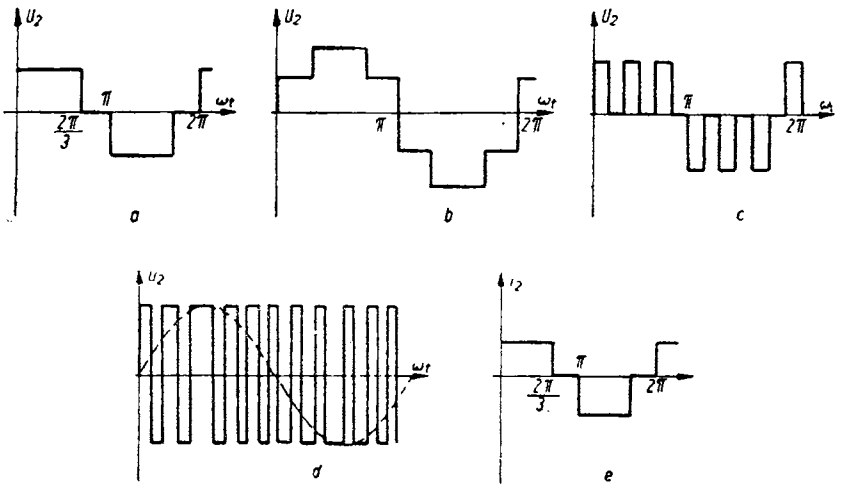


Fig. 8.70. Formele de undă ale tensiunii de ieşire din invertor.

dală se poate obţine dacă perioada de eşantionare a tensiunii circuitului intermediar este variabilă (modulată cu frecvenţa f_2), după cum rezultă din figura 8.70, *d*.

Curentul de ieşire pentru o fază a invertorului de curent este alternativ de formă dreptunghiulară (fig. 8.70, *e*) amplitudinea treptei de curent fiind determinată de circuitul intermediar care funcţionează ca un generator de curent.

Schemele electrice ale convertoarelor statice de frecvenţă sînt de obicei destul de sofisticate, complexitatea acestora fiind determinată de obicei de invertor. La convertoarele cu circuit intermediar de tensiune variabilă, invertorul este mai simplu, avînd numai rolul de modificare a frecvenţei f_2, în schimb redresorul este comandat (eventual reversibil) aducînd deci complicaţii suplimentare. La convertorul cu circuit intermediar de tensiune constantă, redresorul este simplu (necomandat), în schimb invertorul care modifică atît tensiunea U_2 cît şi frecvenţa f_2 de ieşire este mai complicat.

În figura 8.71 s-a reprezentat schema electrică a unui invertor de curent cu stingere independentă. Elementele schemei sînt : şase tiristoare principale (*P1* ... *P6*), şase tiristoare auxiliare (*A1* ... *A6*) şi condensatoarele de stingere C_1, C_2, C_3. Curenţii din înfăşurările de fază ale maşinii asincrone în decursul unei perioade T sînt reprezentaţi în figura 8.72. Fiecare tiristor principal are perioada de conducţie egală cu $\frac{T}{3}$. Din diagrama curenţilor se observă că la intervale de timp egale cu $\frac{T}{6}$, comută cîte două tiristoare principale. Astfel, la $t=\frac{T}{6}$ tiristorul *P5* se blochează, iar *P6* intră în conducţie, la $T=\frac{2T}{6}$, *P1* se blochează iar *P2* intră în con-

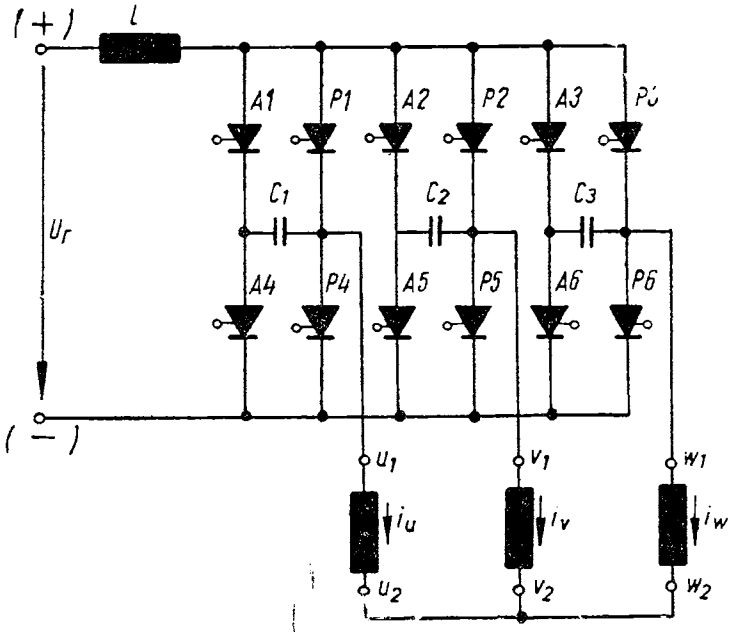


Fig. 8.71. Invertor trifazat de curent.

ducție, ș.a.m.d. Comutația unui tiristor principal din starea de conducție, în starea de blocare se face forțat prin inversarea polarității tensiunii anodice cu ajutorul tensiunii condensatorului de stingere. Tiristoarele auxiliare se sting în mod natural, cînd curentul de încărcare a condensatorului de stingere devine nul (mai mic decît curentul de menținere). În figura 8.72 s-a reprezentat și succesiunea impulsurilor de comandă pentru tiristoarele principale și auxiliare. Aceste impulsuri comandă invertorul astfel încît să comute curentul practic constant furnizat de circuitul intermediar, de la o fază a motorului, la faza următoare, într-un ritm de șase tacturi într-o perioadă T_1, conform figurii 8.72. Procesul de comutație forțată (blocare) a tiristorului *P2*, de exemplu, se desfășoară astfel : la $t=\frac{4T}{6}$ tiristorul auxiliar *A2* și tiristorul principal *P3* primesc impulsuri de comandă pe grilă. Condensatorul C_2 a fost încărcat în prealabil cu polaritatea negativă pe armătura stîngă la $t=\frac{2T}{6}$ cînd a condus *A5*. Din momentul intrării în conducție a tiristorului *A2*, tensiunea condensatorului se modifică după relația :

$$u_c=-U_{c0}+K\int_0^t i_v\,dt \tag{8.130}$$

inversîndu-și polaritatea. Cînd $i_v=0$ (tiristorul *P2* blocat), $u_c=U_{co}$ pregătindu-se astfel tensiunea de stingere pentru tiristorul *P5* cînd nu se va comanda intrarea în conducție a tiristorului *A5*.

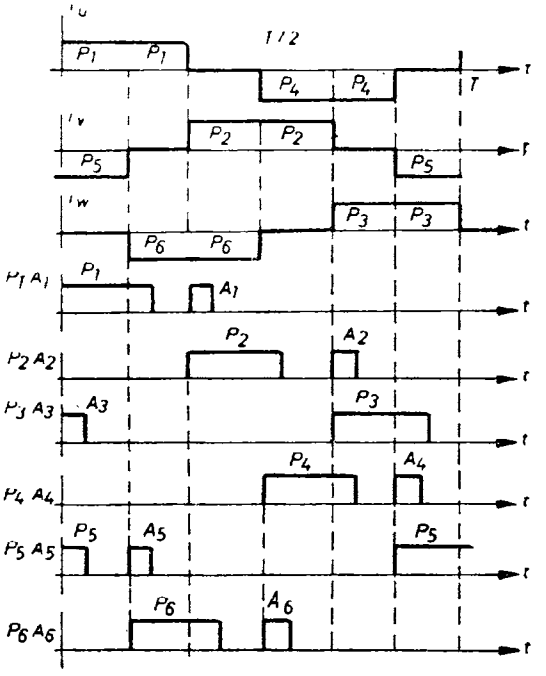


Fig. 8.72. Diagramele curenților pentru invertorul din figura 8.71.

Circuitul intermediar este prevăzut cu o bobină de filtrare avînd o inductivitate mare, astfel încît curentul în perioadele de conducție a tiristoarelor principale este practic constant. Circuitul intermediar este alimentat de la un redresor comandat. În regimul de frînare recuperativă suprasincronă redresorul trebuie să fie comandat în regim de invertor.

Invertorul de tensiune este alimentat de la un circuit intermediar de curent continuu, avînd un condensator de capacitate mare, astfel încît amplitudinea tensiunii de ieșire U_2 în perioadele de conducție a tiristoarelor principale să fie practic constantă. În cazul invertorului de tensiune, frînarea recuperativă suprasincronă este posibilă dacă redresorul comandat este reversibil (antiparalel de exemplu). Invertorul de curent poate să realizeze frînarea recuperativă suprasincronă, chiar dacă redresorul comandat este nereversibil. Acest lucru reprezintă un avantaj important față de invertorul de tensiune. Comutația curentului de pe o fază pe alta a motorului nu poate să fie prea rapidă deoarece apar tensiuni foarte mari de autoinducție. În consecință tiristoarele invertorului de curent nu necesită performanțe deosebite în privința timpilor de comutație. Comutația lentă de curent este favorabilă și din punctul de vedere al armonicilor. Avantajele de mai sus au contribuit la o largă răspîndire a acționărilor cu motoare asincrone alimentate prin intermediul invertoarelor de curent.

8.2.5.4. Modificarea vitezei motoarelor asincrone prin impulsuri în regim pas cu pas

Principiul de funcţionare. Regimul de funcţionare pas cu pas al motorului asincron se obţine prin alimentarea înfăşurărilor de fază cu un sistem de impulsuri de joasă frecvenţă decalate cu 120 grade electrice. În acest mod motorul asincron poate înlocui, pentru unele aplicaţii, motorul pas cu pas de construcţie specială, avînd avantajul că poate dezvolta cupluri mai mari. Reglajul vitezei motorului se face prin modificarea frecvenţei impulsurilor de alimentare. Referitor la forma şi succesiunea impulsurilor există diferite variante de alimentare. Cea mai simplă variantă este reprezentată în figura 8.73. Durata unui impuls de fază este egală cu $\frac{T}{3}$, T fiind perioada, impulsurile de fază succesive fiind decalate cu $\frac{2\pi}{3}$.

Pentru $0<\omega t<\frac{2\pi}{3}$ este alimentată numai înfăşurarea de fază U. Fluxul magnetic rezultant are direcţia axei acestei faze. Prin decuplarea fazei U şi alimentarea fazei $V\left(\frac{2\pi}{3}<\omega t<\frac{4\pi}{3}\right)$ fluxul magnetic rezultant se va orienta după direcţia axei fazei V. După fiecare comutare, direcţia cîmpului magnetic va fi deci decalată cu un unghi egal cu mărimea pasului înfăşurării, faţă de direcţia avută anterior acesteia. La comutarea curentului de la faza U la faza V, fluxul magnetic corespunzător curentului fazei U scade spre zero, în timp ce fluxul magnetic corespunzător curentului fazei V creşte spre valoarea maximă. Datorită acestor variaţii de flux, în înfăşurarea rotorului se induc t.e.m. tranzitorii, care produc curenţi tranzitorii rotorici. Interacţiunea dintre cîmpul magnetic inductor produs de curenţii înfăşurării statorului şi cîmpul magnetic produs de curenţii din rotor, se manifestă sub forma unui cuplu electromagnetic, care deplasează rotorul maşinii cu un pas. Modul de variaţie în timp a cuplului electromagnetic depinde de constantele de timp ale înfăşurărilor, valoarea maximă a

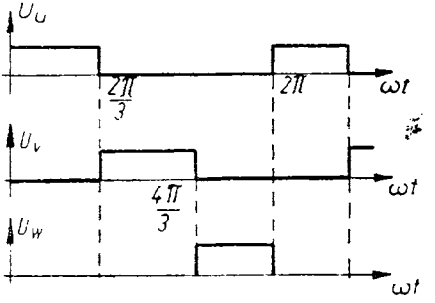


Fig. 8.73. Succesiunea impulsurilor de tensiune la alimentarea în regim pas cu pas.

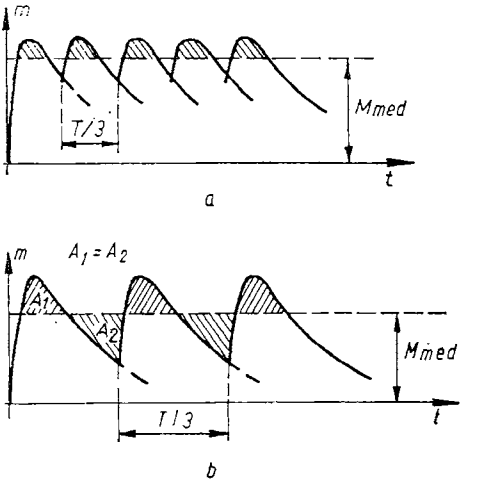


Fig. 8.74. Variaţia cuplului electromagnetic în regim pas cu pas :
a — perioada T mică; *b* — perioada T mare.

cuplului fiind proporțională cu pătratul curentului absorbit de motor. În figura 8.74 este reprezentată forma de variație a cuplului electromagnetic la efectuarea unor pași succesivi. Valoarea medie a cuplului electromagnetic depinde de frecvența impulsurilor. Pentru o frecvență mare (T mic) valoarea medie a cuplului electromagnetic M_{med} crește. Dacă frecvența impulsurilor este totuși foarte mare, variațiile fluxului principal sînt mici (datorită constantelor de timp ale înfășurărilor) și deci valoarea maximă a cuplului electromagnetic scade foarte mult. Există deci o perioadă T optimă, pentru care cuplul electromagnetic mediu are valoarea maximă.

Există mai multe variante constructive ale sistemului de alimentare cu impulsuri pentru motorul asincron. Un parametru important al impulsurilor generate este panta acestora, deoarece cuplul dezvoltat de motor crește cînd panta impulsurilor crește.

În figura 8.75 s-a reprezentat schema de alimentare cu impulsuri cu tiristoare în regim de comutație forțată. Fiecare înfășurare de fază a motorului este conectată la o sursă de tensiune constantă prin intermediul tiristoarelor *T1, T2, T3*. Stingerea forțată a tiristoarelor se face cu ajutorul condensatoarelor de stingere C_1, C_2, C_3 legate în stea. Impulsurile de comandă pe grilă sînt generate de către blocul distribuitor de impulsuri u_2 în funcție de frecvența de tact f^*. Succesiunea acestor impulsuri corespunde diagramelor de funcționare din figura 8.73. Ajustarea frecvenței de tact se face cu ajutorul tensiunii de comandă u^* prin convertorul tensiune-frecvență u_1. Impulsurile generate de către blocul u_2, sînt formate și amplificate de către amplificatoarele u_3, u_4, u_5 și apoi sînt aplicate pe grilele tiristoarelor prin transformatoarele de impuls m_1, m_2, m_3.

Sistemele de alimentare prin impulsuri prezintă avantaje importante în cazul sistemelor de acționare cu reglaj de poziție la cuplu activ mare. În acest caz convertorul tensiune frecvență din figura 8.73 se înlocuiește cu un bloc numeric pentru impunerea numărului de pași necesari parcurgerii distanței impuse. Cu ajutorul comutatoarelor decadale, operatorul stabilește valoarea numerică a distanței, iar un numărător zecimal blochează distribuitorul de impulsuri u_2 cînd numărul de impulsuri generat

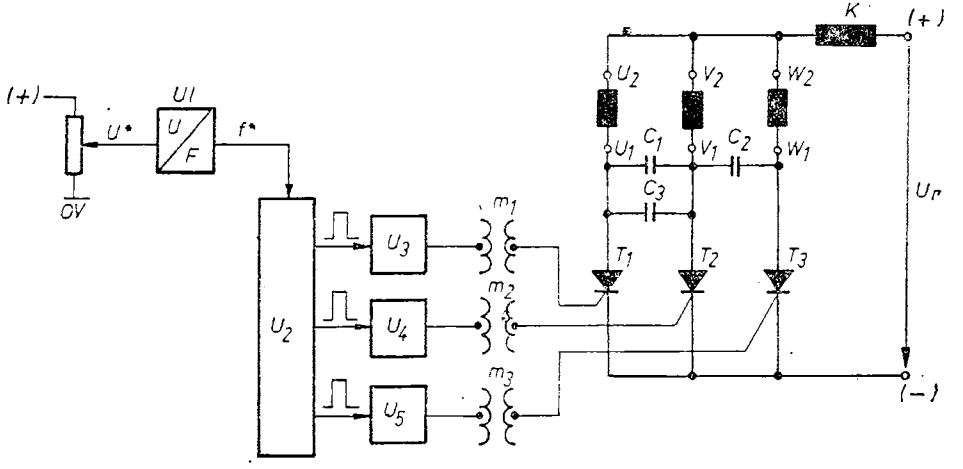


Fig. 8.75. Schema bloc pentru comanda pas cu pas.

devine egal cu numărul de impulsuri prescris. Acest sistem de poziționare numerică elimină traductoarele de poziție sofisticate, utilizate în cazul sistemelor de acționare cu motoare de curent continuu.

8.2.5.5. Modificarea vitezei motoarelor asincrone cu rotorul bobinat prin introducerea în circuitul rotoric a unei t.e.m. cu ajutorul mutatoarelor

Modificarea turației mașinii asincrone prin înserierea unor rezistențe variabile în circuitul rotoric, conduce la pierderi mari de energie prin efect Joule. Puterea disipată în circuitul rotoric este denumită uneori *putere de alunecare* fiind egală cu sP, unde P este puterea electromagnetică. Pentru recuperarea puterii de alunecare, s-au folosit inițial grupuri de mașini rotative conectate în cascadă. În prezent, recuperarea puterii de alunecare se face cu ajutorul mutatoarelor, în două moduri :

— recuperarea mecanică, prin redresarea tensiunii din circuitul rotoric al mașinii asincrone și transmiterea puterii electrice înapoi la arbore cu ajutorul unui motor de curent continuu, cuplat mecanic cu motorul principal ;

— recuperarea electromagnetică prin transmiterea puterii de alunecare în rețeaua de alimentare cu ajutorul unui mutator în regim de invertor.

Instalația care efectuează recuperarea mecanică a puterii de alunecare este cunoscută sub denumirea de *cascada Krämer,* iar instalația cu recuperare electromagnetică se numește *cascadă Scherbius.*

Schema electrică a circuitelor de forță pentru cascada Krämer este desenată în figura 8.76. Motorul de curent continuu *m2* este cuplat rigid cu motorul asincron principal *m1*. Instalația funcționează astfel : se comandă cuplarea contactoarelor *c1* și *c2*, contactoarele *c3* și *c4* fiind decuplate. Motorul asincron pornește în gol cu ajutorul reostatului de pornire r_p. După efectuarea pornirii se comandă decuplarea contactorului *c2* și cuplarea contactoarelor *c3* și *c4*. Astfel se alimentează motorul în curent continuu prin intermediul punții trifazate cu diode *u1*. Dacă se alimentează și înfășurarea de excitație a motorului *m1*, mărind curentul de excitație se micșorează viteza cascadei.

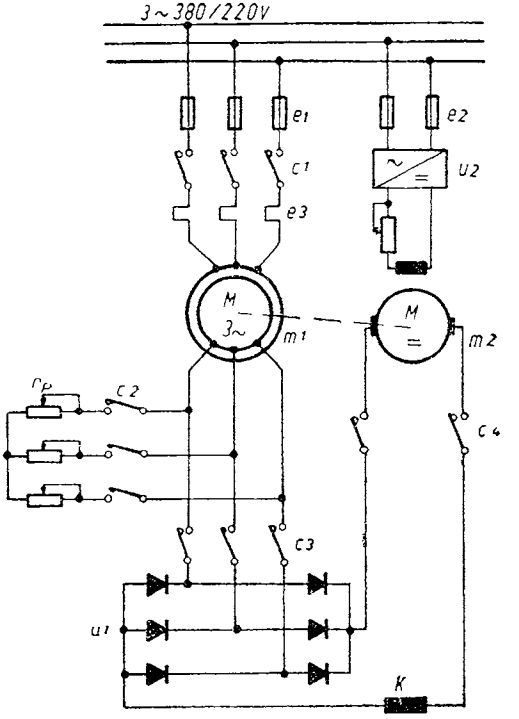


Fig. 8.76. Cascada Krämer.

Pentru determinarea caracteristicilor mecanice ale cas-

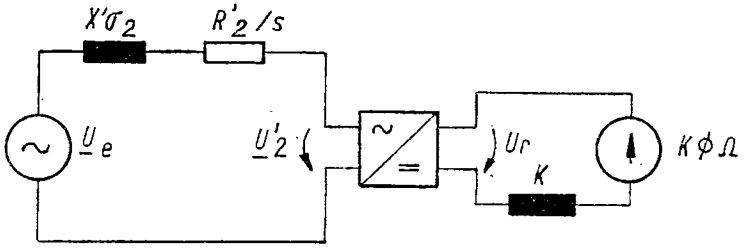


Fig. 8.77. Schema echivalentă a cascadei Krämer.

cadei se consideră schema echivalentă a circuitelor rotorice ale mașinilor *m1* și *m3* din figura 8.77. Tensiunea medie redresată în gol este :

$$U_r = \sqrt{2}U_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} = K_r U_2, \tag{8.131}$$

unde $m=3$ în cazul punții trifazate. Tensiunea rotorică U_2, raportată la stator este :

$$U_2' = \frac{U_2}{s_0} \cdot \frac{N_1 k_{b1}}{N_2 k_{b2}}, \tag{8.132}$$

unde s_0 este alunecarea în gol (intervine în relație datorită raportării tensiunii U_2 la frecvența statorului), N_1 și N_2 fiind numărul de spire în serie pe fază pentru înfășurarea statorică respectiv rotorică, k_{b1} și k_{b2} — factorii de înfășurare respectivi. Din ecuația tensiunilor pentru circuitul statorului

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega L_{\sigma 1} \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1}, \tag{8.133}$$

R_1 fiind rezistența, iar $L_{\sigma 1}$ inductivitatea de scăpări a înfășurării, rezultă cu bună aproximație

$$U_1 \simeq -U_{e1} = \text{const.}, \tag{8.134}$$

tensiunea U_1 a rețelei de alimentare considerîndu-se constantă. Dar conform schemei echivalente (fig. 8.77) și relației la mersul în gol

$$U_2' = U_{e1} = \text{const.} \tag{8.135}$$

și

$$U_A = k\Phi\Omega, \tag{8.136}$$

Ω fiind viteza unghiulară a mașinii de curent continuu, respectiv Φ fluxul de excitație. Ținînd cont de relațiile (8.132) și (8.136) rezultă :

$$U_A = k\Phi\Omega = \text{const.} \tag{8.137}$$

Caracteristicile mecanice ale cascadei sînt redate în figura 8.78.

Conform relației (8.137), dacă fluxul Φ crește, viteza Ω trebuie să scadă astfel încît produsul $\Phi\Omega = \text{const.}$ Pentru $\Phi = 0$ cascada funcționează pe o caracteristică naturală a mașinii asincrone.

Deci, prin variația curentului de excitație al motorului de curent continuu, se poate modifica viteza cascadei pînă la aproximativ jumătate din viteza nominală a motorului asincron, cu pierderi neglijabile. Neglijînd pierderile în fierul și cuprul mașinii asincrone, puterea absorbită de la rețea este egală cu suma dintre puterea mecanică la arborele mașinii asincrone și puterea de alunecare

$$p_1 \cong P=(1—s)\ P+sP, \quad (8.138)$$

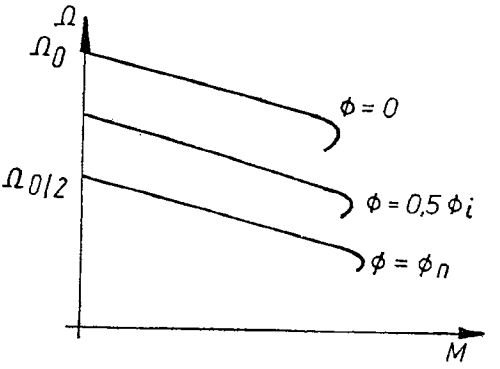


Fig. 8.78. Caracteristicile mecanice ale cascadei Krämer.

P fiind puterea electromagnetică. Dar $(1—s)\ P=M_1\Omega$ iar $sP=M_2\Omega$, M_1, M_2 fiind cuplurile electromagnetice dezvoltate de mașina asincronă, respectiv de mașina de curent continuu, rezultînd că

$$P=(M_1+M_2)\Omega. \quad (8.139)$$

Conform relației (8.139), la putere absorbită constantă, cascada produce o putere mecanică la arbore constantă (la viteze mici, cuplul M_1+M_2 este mare și invers, la viteze mari cuplul este mic).

Schema electrică pentru circuitele de forță ale cascadei Scherbius este redată în figura 8.79. În această schemă se utilizează un redresor comandat $u2$ în regim de invertor pentru recuperarea puterii de alunecare sP. Tensiunea rotorică, care are valoarea efectivă și frecvența variabile, este redresată cu ajutorul punții trifazate cu diode u_1. Această tensiune redresată U_r este transformată într-o tensiune alternativă U_t cu frecvența de 50 Hz și apoi transmisă rețelei de alimentare prin transformatorul de

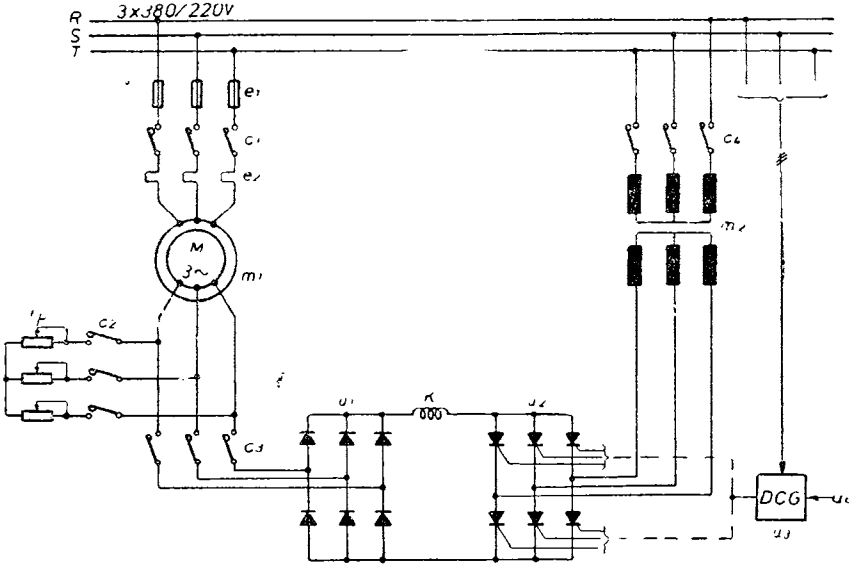


Fig. 8.79. Cascada Scherbius.

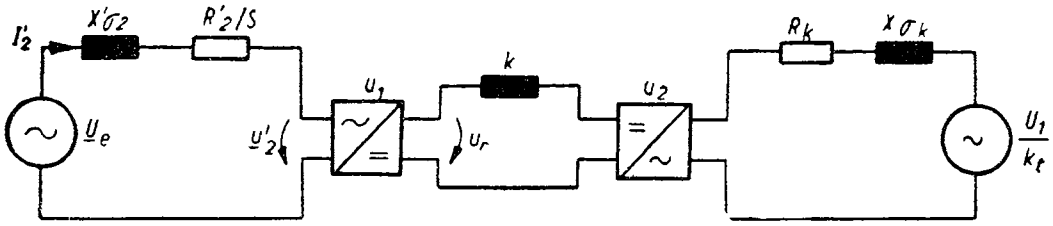


Fig. 8.80. Schema echivalentă a cascadei Scherbius.

adaptare *m2*. Prin modificarea fazei impulsurilor de aprindere α a tiristoarelor invertorului se modifică turația motorului în domeniul 1 : 2 (pînă la 0,5 Ω_n), acest domeniu de reglaj fiind limitat de puterea invertorului și transformatorului *m2*. Familia caracteristicilor mecanice ale motorului se deduce cu ajutorul schemei echivalente din figura 8.80. Ca și în cazul cascadei Krämer, dacă tensiunea rețelei este constantă,

$$U'_2 = U_2 \frac{1}{s_0} \cdot \frac{N_1 k_{b1}}{N_2 k_{b2}} = \text{const.}, \tag{8.140}$$

relația dintre tensiunea alternativă constantă $\frac{U_1}{k_T}$ și tensiunea redresată variabilă U_r se deduce din ecuația generală a redresoarelor comandate

$$U_r = U_{r0} \cos \alpha, \quad U_{r0} = K_i \frac{U_1}{k_T}, \tag{8.141}$$

k_T fiind raportul de transformare al transformatorului *m*, iar

$$U_r = K_i \frac{U_1}{k_T} |\cos \alpha|, \tag{8.142}$$

unde K_i este coeficientul dependent de configurația schemei invertorului ($K_i = 1{,}35$ în cazul punții trifazate), iar $\alpha > 90°$ în regim de invertor. Dar

$$U_r = K_r U_2 \tag{8.143}$$

și din relațiile (8.140 ... 8.143) rezultă

$$\frac{1}{K_r} K_i \frac{U_1}{k_T} |\cos \alpha| \frac{1}{s_0} \frac{N_1 k_{b1}}{N_2 k_{b2}} = \text{const.} \tag{8.144}$$

respectiv

$$s_0 = K |\cos \alpha| \tag{8.145}$$

deoarece în relația (8.144) toți termenii în afară de s_0 și α sînt constanți, fiind cuprinși în constanta generală K.

Deci, alunecarea la mersul în gol, s_0, este proporțională cu $|\cos \alpha|$. Pentru $\alpha = 90°$ rezultă $s_0 = 0$, motorul funcționînd pe caracteristica naturală. Pentru $\alpha_{max} = 150°$, $s_0 = 0{,}5$, alunecarea maximă fiind limitată de puterea invertorului și transformatorului *m1*. Caracteristicile mecanice sînt reprezentate în figura 8.81.

Cascadele Krämer și Scherbius au principalul avantaj că asigură posibilitatea realizării unor acționări reglabile de mare putere cu randament

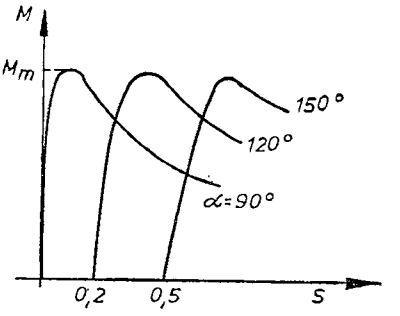


Fig. 8.81. Caracteristicile mecanice ale cascadei Scherbius.

înalt. Cascadele Krämer sînt utilizate de exemplu pentru acționarea cajelor nereversibile finisoare sau a morilor de ciment. Cascada Scherbius se utilizează pentru acționarea mașinilor de lucru avînd cuplul rezistent de tip ventilator (pompe, suflante, ventilatoare).

PROBLEME

8.2.P.1. Să se determine rezistențele și reactanțele de dispersie ale motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit avînd următoarele date de catalog : $U_n=6$ kV, $n_n=1\,485$ rot/min, $\eta_n=0{,}926$, $\cos\varphi_n=0{,}88$, $I_p/I_n=7$, $m_p=\frac{M_p}{M_n}=1{,}6$; $c_m=\frac{M_{max}}{M_n}=3{,}3$; $\frac{I_0}{I_n}=0{,}25$; $P_n=500$ kW.

Rezolvare :

Alunecarea nominală este

$$s_n=\frac{n_1-n_n}{n_1}=\frac{1\,500-1\,485}{1\,500}=0{,}01.$$

Curentul nominal este

$$I_n=\frac{P_n}{\sqrt{3}\,U_n\cos\varphi_n\cdot\eta_n}=\frac{500\cdot10^3}{\sqrt{3}\cdot6\cdot10^3\cdot0{,}88\cdot0{,}926}=59{,}2\text{ A}.$$

Rezistența înfășurării de fază a rotorului la alunecarea $s=1$ este

$$R'_{21}=\frac{P_n m_p}{3I_p^2(1-s_n)}=\frac{500\cdot10^3\cdot1{,}6}{3\cdot7^2\cdot59{,}2^2(1-0{,}01)}=1{,}568\ \Omega.$$

Aceeași rezistență pentru alunecarea $s=0$ este

$$R'_{20}=\frac{U^2(1-s_n)}{2cP_n\cdot c_m 1+\dfrac{C}{s_n(c_m+c_m^2-1)}}=\frac{6^2(1-0{,}01)}{2\cdot1{,}0178\cdot0{,}5\cdot3{,}31+\dfrac{1{,}0178}{0{,}01(3{,}3+3{,}3^2-1)}}=0{,}63\ \Omega$$

unde $C=1+\frac{I_0}{2I_p}=1+\frac{1}{2}\frac{0{,}25}{7}=1{,}0178$

Presupunînd că rezistența înfășurării de fază a statorului este $R'_1=R'_{20}$, rezistența totală de scurtcircuit a motorului are valoarea

$$R_{sc}=R_1+R'_{21}=0{,}63+1{,}568=2{,}198\ \Omega.$$

Reactanța de dispersie pentru alunecarea $s=0$ este

$$X_{\sigma 1}+CX'_{\sigma 20}=\frac{U^2(1-s_n)}{2Cc_m p_n}-R_1=\frac{6^2(1-0{,}01)}{2\cdot 1{,}0178\cdot 3{,}3\cdot 0{,}5}-0{,}63=10{,}08\ \Omega.$$

Impedanța de scurtcircuit a motorului se determină astfel:

$$Z_{sc}=\frac{U_n}{\sqrt{3}\,I_p}=\frac{6}{\sqrt{3}\cdot 0{,}0592\cdot 7}=8{,}359\ \Omega.$$

Reactanța de dispersie a motorului pentru $s=1$ este

$$X_{\sigma 1}+CX_{\sigma 21}=Z_{sc}^2-(R_1+R'_{21})^2=8{,}359^2-2{,}198^2=8{,}064\ \Omega.$$

Dacă se face aproximația uzuală $X_{\sigma 1}\simeq X'_{20}$, rezultă

$$X_{\sigma 1}=\frac{10{,}08}{1+1{,}0178}=5\ \Omega$$

$$X'_{\sigma 21}=\frac{1}{1{,}0178}(8{,}064-5)=3{,}01\ \Omega.$$

Rezultatele obținute se interpretează astfel:

— La pornire, datorită fenomenului de neuniformitate a densității de curent în barele înalte ale coliviei rotorului, rezistența este mare ($R'_{21}=1{,}568\ \Omega$) iar reactanța de dispersie este mică ($X'_{\tau 21}=3{,}01\ \Omega$);

— La alunecarea nominală, rezistența rotorului este mică ($R'_{20}=0{,}63\ \Omega$) fiind practic determinată de rezistența barei în curent continuu, frecvența t.e.m. induse fiind foarte mică, iar reactanța de dispersie este mare ($X'_{\sigma 20}=5\ \Omega$).

8.2.P.2. Un motor asincron trifazat cu rotorul bobinat are turația nominală $n_n=940$ rot/min și $\frac{M_m}{M_n}=3{,}4$. Se cere:

a) raportul dintre cuplul de pornire M_p și cuplul nominal M_n;

b) viteza rotorului cînd se conectează rezistența rotorică suplimentară $R'_s=2R_2$, dacă cuplul electromagnetic este egal cu cuplul nominal M_n;

c) rezistența rotorică suplimentară R''_s necesară pentru obținerea cuplului maxim la pornire;

d) rezistența rotorică suplimentară R''' necesară pentru dezvoltarea cuplului electromagnetic nominal, în regim de frînă propriu-zisă la viteza $\Omega=-0{,}5\,\Omega_1$, sarcina fiind de natură potențială.

R. $\frac{M_p}{M_n}=0{,}688$; $n=820$ rot/min; $R''_s=15{,}66\ R_2$; $R'''_s=24\ R_2$.

8.2.P.3. Un motor asincron trifazat cu rotorul bobinat are următoarele caracteristici tehnice nominale: $n=1\,450$ rot/min, $U_1=380$ V, $I_1=22$ A, $I_2=20{,}4$ A, $U_2=315$ V, $\frac{M_m}{M_n}=2{,}2$. Se cere:

a) valoarea efectivă a curentului de pornire I_{2p}, dacă pornirea se face direct (fără rezistență suplimentară de pornire);

b) valoarea efectivă a curentului de pornire I_{2p}, dacă rezistența suplimentară de pornire este $R_s=KR_2$, unde R_2 este rezistența înfășurării de fază a rotorului, $K=9$.

R. $I_{2p}=I_{2n}\left(\frac{2s_m}{1+s_m^2}\cdot\frac{1}{s_n}\right)^{1/2}=57.97$ A; $I_{2s}=I_{2n}\left(\frac{2s_m}{1+(K+1)^2s_m^2}\cdot\frac{1}{s_n}\right)^{1/2}=36{,}86A$.

8.2.P.4. Un motor asincron trifazat avînd cuplul electromagnetic maxim M_m, alunecarea critică s_m, momentul total de inerție J, funcționează în gol, avînd alunecarea, practic, nulă. Să se determine variația vitezei în timp dacă i se aplică brusc la arbore un cuplu rezistent egal cu $\frac{1}{5}M_m$. Se presupune că în regimul tranzitoriu $s \ll s_m$ și se neglijează pierderile mecanice.

R. Se integrează ecuația diferențială $J\Omega_1 \frac{ds}{dt} + \frac{2M_m}{s_m} s = \frac{1}{5}M_m$ în condiții inițiale nule.

8.2.P.5. Un motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit are cuplul de pornire $M_p = 98$ Nm. Motorul antrenează o mașină de lucru avînd cuplul static rezistent $M_s = 26$ Nm. Știind că motorul se pornește utilizînd metoda stea-triunghi de conectare a înfășurării statorice, să se verifice dacă sistemul de acționare are posibilitatea să accelereze din repaus pînă la viteza de lucru.

R. Da ; $M_{pY} = 32{,}6$ Nm $> M_s$.

8.2.P.6. Un motor asincron trifazat avînd $\frac{M_m}{M_n} = 2$, $s_m = 0{,}2$ și $2p = 6$ este folosit pentru coborîrea unei sarcini în regim de frînare cu recuperare. Știind că frecvența tensiunii de alimentare este $f_1 = 50$ Hz, să se calculeze viteza motorului la coborîrea sarcinii într-un regim uniform, la un cuplu egal cu cel nominal al motorului.

R. $n = 1\,054$ rot/min.

8.2.P.7. Un motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit are tensiunea de alimentare ΔY — 380/660 V și un curent de pornire $I_p = 153$ A. Să se verifice dacă motorul poate porni prin metoda stea-triunghi, fiind racordat la rețeaua de alimentare avînd tensiunile $3 \times 380/220$ V, iar în caz afirmativ să se calculeze curentul de pornire în conexiunea stea.

R. Da. $I_{pY} = 51$ A.

8.2.P.8. Un motor asincron trifazat cu rotorul bobinat are $2p = 6$, $M_n = 30$ Nm și cuplul mediu de pornire $M_p = 60$ Nm. Știind că valoarea cuplului static rezistent este $M_s = 15$ Nm, iar momentul de volant total este $GD^2 = 15$ Nm^2, se cere să se calculeze timpii de comandă ai scurtcircuitării treptelor rezistențelor de pornire știind că alunecările corespunzătoare celor trei trepte de pornire sînt $s_1 = 0{,}4$, $s_2 = 0{,}15$ și $s_3 = 0{,}064$.

R. $t_1 = 0{,}535$ s ; $T_2 = 0{,}213$ s ; $t_3 = 0{,}086$ s.

8.3. ACȚIONĂRI ELECTRICE CU MOTOARE SINCRONE

8.3.1. PARTICULARITĂȚILE UTILIZĂRII MOTORULUI SINCRON

Spre deosebire de motorul asincron, motorul sincron necesită o sursă de curent continuu pentru producerea curentului de excitație și aparataj complex de pornire, ceea ce face ca cele două tipuri de motoare să intre în competiție numai de la puteri de 100 kW în sus, puteri la care costul accesoriilor devine mic în comparație cu costul motorului.

Față de motoarele asincrone, motorul sincron prezintă indicatori energetici superiori și siguranță mai mare în funcționare, precum și următoarele avantaje :

a) pot funcționa cu factor de putere egal cu unitatea ($\cos \varphi = 1$) ; în regim supraexcitat funcționează cu factor de putere capacitiv, furnizînd rețelei de alimentare putere reactivă reglabilă, înlocuind în acest fel bateriile de condensatoare costisitoare necesare compensării puterii reactive a consumatorilor inductivi (motoare asincrone, transformatoare) ;

b) au randament superior motoarele asincrone (0,96 ... 0,98 față de 0,88 ... 0,95 la puteri peste 100 kW), datorită inexistenței pierderilor în circuitul inductorului ;

c) au fiabilitate mai mare decît motoarele asincrone datorită întrefierului de 2 ... 4 ori mai mare. Uzarea rulmenților nu afectează caracteristicile motorului, pe cînd la motorul asincron aceasta determină scăderea pronunțată a factorului de putere și adesea duce la avarii provocate de frecarea rotorului de stator ;

d) scăderea tensiunii rețelei nu provoacă scăderea cuplului electromagnetic în aceeași măsură ca la motorul asincron ; cuplul sincron este proporțional cu produsul dintre tensiunea de alimentare și tensiunea electromotoare indusă de fluxul inductor, $U \cdot U_{eE}$, pe cînd cuplul asincron depinde de pătratul tensiunii, U^2. Datorită dependenței cuplului de curentul de excitație, care determină pe U_{eE}, cuplul maxim se poate menține constant și la scăderea tensiunii rețelei, printr-o forțare convenabilă a excitației, păstrîndu-se constant factorul de supraîncărcabilitate a motorului. Acest lucru este deosebit de important la acționări cu șocuri de sarcină ;

e) la acționările reglabile de frecvență variabilă motorul poate funcționa în regim de slăbire de cîmp, la tensiune constantă de alimentare, în domeniul frecvențelor superioare frecvenței nominale ;

f) la puteri peste 200 kW și turații sub 600 rot/min motoarele sincrone sînt mai ieftine decît motoarele asincrone, iar la puteri peste 2 000 kW masa lor este cu 10 ... 20 % mai mică.

Aceste particularități au determinat răspîndirea acționărilor cu motoare sincrone de puteri medii, mari și foarte mari (pînă la 10 MW), la turații de 100 ... 3 000 rot/min. Motoarele sincrone antrenează compresoare și suflante, pompe și ventilatoare de mare putere, concasoare și mori de cărbune și minereu, generatoare de la grupul Ward-Leonard etc., în general acționări cu funcționare continuă care nu necesită reglarea turației.

Inconvenientele motoarelor sincrone, legate de sistemele de excitație cu generatoare de curent continuu, mașini scumpe și cu întreținere pretențioasă, care necesită personal cu calificare ridicată, pot fi înlăturate prin introducerea excitației statice cu tiristoare, care mărește fiabilitatea sistemului.

8.3.2. APLICAREA EXCITAȚIEI STATICE LA MOTOARELE SINCRONE

Sursa de curent continuu folosită la alimentarea înfășurării de excitație a mașinii sincrone poate fi constituită din *mașini rotative* (generatoare de curent continuu) și din *sisteme statice* (redresoare) cu alimentare de la transformator sau de la generatoare fără colector (sincrone sau asincrone). Sistemul cu generatoare de curent continuu, antrenate de motoare auxiliare sau cuplate direct pe arborele mașinii sincrone pe care o

excită, cel mai răspîndit pînă în prezent, are numeroase dezavantaje : randament scăzut, viteze mici de răspuns din cauza inerției electromagnetice a înfășurării, ceea ce afectează rapiditatea reglării automate, uzarea rapidă a periilor și a colectorului, dificultatea realizării protecției antiexplozive impuse de numeroase acționări din industria chimică sau extractivă, costul ridicat al generatorului de curent continuu de turații joase etc. Redresoarele cu vapori de mercur nu se mai aplică datorită complexității instalației și gabaritului mare, iar amplificatoarele magnetice cu diode de putere au fost abandonate din cauza consumului mare de cupru și a inerției electromagnetice.

Cel mai eficient este *sistemul de excitație statică cu tiristoare,* care are inerție redusă (constante de timp de ordinul ms), permițînd reglarea automată rapidă a curentului de excitație, impusă de unele acționări cu șocuri de sarcină, gabarit redus și fiabilitate ridicată.

Motoarele sincrone cu excitație statică s-au dezvoltat în două direcții principale :

1. Motoare cu excitație statică fără perii, cu redresor rotitor format din diode de putere cu siliciu (în cazuri speciale, cu tiristoare rotitoare împreună cu inductorul).

2. Motoare cu excitație dată de un redresor imobil cu tiristoare și alimentare prin perii și inele.

Excitația fără perii se aplică și la motoare sincrone comandate la frecvențe variabile, de puteri care au atins valori de mii de kW. Schema unui astfel de sistem de excitație este dată în figura 8.82. Diodele de putere, protejate la supratensiuni de către tiristoare legate în antiparalel și comandate de diode Zener la creșterea tensiunii, sînt amplasate sub butucul generatorului asincron de excitație, fiind presate către butuc de forțele centrifuge. Rotorul trifazat al generatorului de excitație este rotit în sens invers cîmpului învîrtitor statoric, de turație constantă ; curentul de excitație este proporțional cu turația motorului, care poate fi modificată prin intermediul frecvenței date de convertorul cu circuit intermediar de curent continuu în raportul 3 : 1 . . . 10 : 1. Pornirea se face prin creșterea progresivă a frecvenței. Gradele superioare de protecție față de mediul

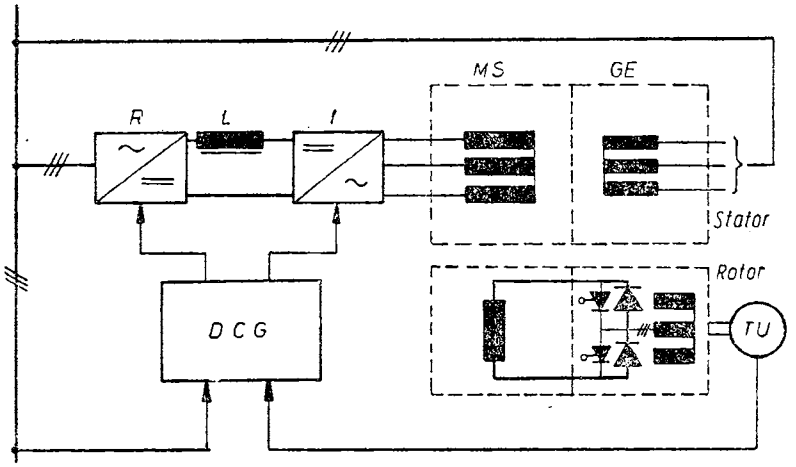


Fig. 8.82. Motor sincron cu excitație statică, fără perii, comandat prin frecvența tensiunii de alimentare.

ambiant, ca și protecția antiexplozivă obținută prin capsularea redresorului măresc aria de utilizare a acestor motoare.

Redresoarele imobile de excitație statică au, de regulă, schema în punte semicomandată ; redresorul se prevede cu tiristoare în toate brațele numai cînd este necesară o dezexcitare rapidă, pentru a se putea recupera în rețea energia cîmpului magnetic al înfășurării de excitație, prin trecerea în regim de invertor. La puteri ale circuitului de excitație de 5 ... 10 kW se poate utiliza puntea monofazată, la puteri mai mari, puntea trifazată. *Rezistența de descărcare,* conectată la bornele înfășurării de excitație în timpul pornirii în asincron, cu scopul diminuării tensiunii induse de cîmpul învîrtitor statoric, poate fi comandată de un contactor static cu tiristoare, evitîndu-se contactoarele electromagnetice de curent continuu de fiabilitate redusă (fig. 8.83). Tiristorul se comandă cu ajutorul unor diode Zener cînd tensiunea la bornele înfășurării de excitație depășește valoarea maximă a sursei de curent continuu și se blochează la o valoare inferioară acesteia. Dioda conectată în antiparalel cu tiristorul este polarizată invers la funcționarea în regim sincron.

Excitația cu magneți permanenți, introdusă recent la motoare sincrone de puteri mici (pînă la 20 kW) utilizează magneți pe bază de pămînturi rare și cobalt, caracterizați de inducții remanente și cîmpuri coercitive de valori ridicate.

Magnetul permanent tip *Recoma* (Brown Boveri) are $B_r = 0{,}8$ T și $H_c = 690$ kA/m, pe cînd magneții utilizați anterior au fie cîmpul coercitiv mic și inducție remanentă mare (ALNICO : $B_r = 1{,}2$ T, $H_c = 50$ kA/m), fie invers ferite : $B_r = 0{,}3$ T, $H_c = 180$ kA/m), nefiind potriviți pentru excitarea mașinilor electrice datorită energiei mici și demagnetizării frecvente.

Motoarele sincrone fără perii, cu magneți permanenți sînt robuste, au factor de putere și randament ridicat (nu există pierderi în rotor, iar pierderile din înfășurarea statorului sînt mai mici, curentul fiind mai mic, la aceeași putere, datorită factorului de putere mai bun), în schimb sînt mai scumpe, din cauza costului ridicat al magneților.

Pentru comparație se iau 2 motoare asincrone și 2 sincrone, cu 4 poli. $P = 0{,}37$ kW ; asincron : $\cos\varphi = 0{,}69$; $\eta = 0{,}63$; sincron, cu magneți permanenți : $\cos\varphi = 0{,}8 \ldots 0{,}9$; $\eta = 0{,}73$. $P = 18{,}5$ kW ; asincron : $\cos\varphi = 0{,}85$; $\eta = 0{,}88$; sincron cu magneți permanenți : $\cos\varphi = 0{,}9 \ldots 1$; $\eta = 0{,}92$.

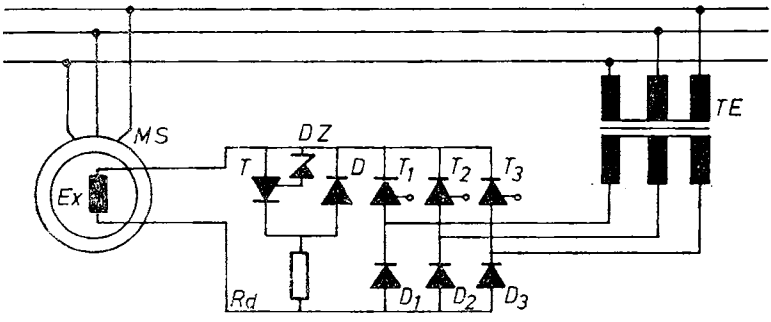


Fig. 8.83. Schema excitației statice cu tiristoare și comutației statice la pornirea în asincron a motorului sincron.

Dependența cuplului electromagnetic și a factorului de putere de curentul de excitație constituie un avantaj important al motorului sincron. În exploatare acest avantaj trebuie pus în valoare printr-o reglare corespunzătoare a excitației în scopul asigurării funcționării optime a motorului sub aspectul stabilității (la acționările cu șocuri de sarcină), sau al furnizării puterii reactive maxime, respectiv al menținerii factorului de putere optim (în rețelele cu factor de putere scăzut).

Pentru a se vedea efectele reglării curentului de excitație, se consideră un motor sincron cu poli înecați de putere suficient de mare pentru a se putea neglija rezistența înfășurării statorice față de reactanța sincronă, funcționînd în regim nesaturat (reactanța sincronă constantă). Ecuația de tensiuni se scrie :

$$\underline{U} = jX_s\underline{I} - \underline{U}_{eE}, \tag{8.146}$$

unde $\underline{U}$ este tensiunea la borne ; $\underline{U}_{eE}$ — tensiunea electromotoare indusă de fluxul inductor, proporțional cu curentul de excitație ; $\underline{I}$ — curentul statoric și X_s — reactanța sincronă a motorului. Explicitînd curentul

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{jX_s} + \frac{\underline{U}_{eE}}{jX_s}, \tag{8.147}$$

se observă că dacă se mențin constante valorile tensiunii de alimentare și ale curentului de excitație, locul geometric al curentului statoric este un cerc (fig. 8.84), dacă variază sarcina motorului, respectiv unghiul de sarcină ϑ (unghiul dintre fazorii $\underline{U}$ și $\underline{U}_{eE}$). Pentru diferite valori ale curen-

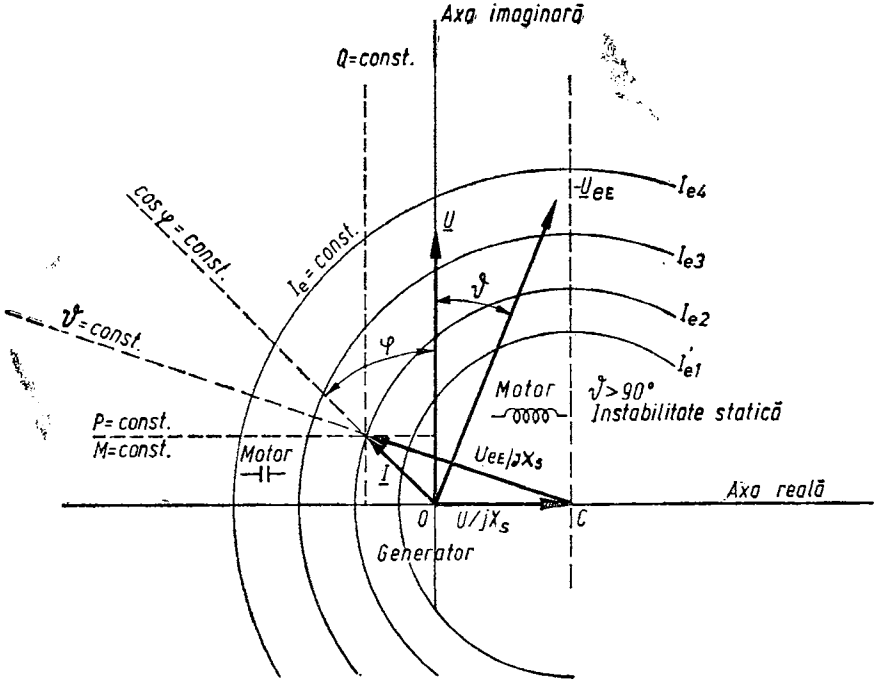


Fig. 8.84. Diagramele loc geometric ale curentului motorului sincron.

tului de excitație se obțin, ca locuri geometrice ale curentului statoric, cercuri concentrice cu centrul în C. Considerînd fazorul tensiunii la borne $\underline{U}$ reprezentat după axa imaginară, în cadranul II curentul este defazat înaintea tensiunii, deci motorul funcționează în regim capacitiv (cazul supraexcitării), iar în cadranul I, în regim inductiv (cazul subexcitării). În cadranele III și IV unghiul de sarcină ϑ își schimbă semnul, deci mașina funcționează ca generator. Pentru $\vartheta > 90°$ funcționarea mașinii este static instabilă.

Puterea activă absorbită de la rețea, ca și cuplul electromagnetic (în ipoteza neglijării pierderilor) sînt proporționale cu $I \cos \varphi$ (dreapta $P = \text{const.}$), iar puterea reactivă, cu $I \sin \varphi$ (dreapta $Q = \text{const.}$). La modificarea sarcinii motorului, pentru a se menține factorul de supraîncărcabilitate, factorul de putere sau puterea reactivă furnizată la valori constante impuse, este necesar ca valoarea curentului de excitație să fie modificată în mod corespunzător.

Funcționarea motorului sincron cu curent constant de excitație are ca urmare scăderea randamentului la sarcini mici și scăderea puterii reactive furnizate rețelei, la sarcini mari. Într-adevăr, funcționînd cu curenți mari de excitație (pentru asigurarea unei supraîncărcabilități mari), la scăderea sarcinii, deci a puterii active absorbite, pierderile în motor rămîn practic neschimbate, deci randamentul se micșorează (pierderile în fier nu depind de sarcină, iar pierderile din circuitul de excitație sînt constante, la curent de excitație constant; scăderea pierderilor în înfășurarea statorului este neesențială). Pe de altă parte, la mărirea sarcinii sau la scăderea tensiunii de alimentare, excitația constantă duce la scăderea puterii reactive capacitive, ceea ce în cazul motoarelor mari și la rețele cu factor de putere scăzut determină scăderea tensiunii, în avalanșă, fenomen care poate cauza ieșirea motorului din sincronism.

Reglarea automată a curentului de excitație asigură funcționarea optimă a motorului sincron la sarcini variabile și indicatori tehnico-economici superiori pentru rețeaua de alimentare, modificîndu-i bilanțul energiei reactive. În funcție de mărimea motorului, de caracterul sarcinii, de regimul rețelei de alimentare și de existența altor motoare sincrone conectate la aceeași rețea, sistemul de reglare automată a curentului de excitație poate să asigure unul din următoarele deziderate:

— factor de putere constant la motor ($\cos \varphi = \text{const.}$);
— putere reactivă constantă cedată rețelei ($Q = \text{const.}$);
— tensiune la borne constantă, la barele stației ($U = \text{const.}$);
— pierderi minime în motor la sarcini variabile;
— pierderi minime de energie în rețea;
— oscilații minime ale tensiunii rețelei la sarcini periodice.

Reglarea se poate face în funcție de următorii parametri: unghiul de defazaj dintre tensiune și curent (φ), curentul total al statorului, componenta activă a curentului statoric, tensiunea la borne, puterea reactivă a motorului, unghiul de sarcină sau derivata acestuia. De alegerea acestui parametru depinde complexitatea schemei, precizia, rapiditatea și costul sistemului de reglare automată. Regulatoare rapide, care acționează asupra unor sisteme de excitație cu inerție practic inexistentă, cum este cazul tiristoarelor, pot să urmărească variații bruște de sarcină, mărind stabilitatea motorului sincron. Astfel de regulatoare, avînd ca parametru de reglare puterea activă a motorului ($I \cos \varphi$), printr-o *forțare* a excitației de 2 ... 2,5 ori, asigură o funcționare stabilă a motorului la supra-

sarcini bruște de 300% din puterea nominală, ceea ce permite folosirea unui motor de putere mai mică, deci mai ieftin.

La motoare sincrone de putere medie și mică, a căror sarcină variază lent (compresoare cu piston, pompe, ventilatoare), cel mai utilizat sistem de reglare a excitației este cu $\cos\varphi = \text{const}$. deoarece asigură un regim economic atît pentru motor, cît și pentru rețea. Puterea reactivă furnizată rețelei este proporțională cu puterea activă absorbită $Q/P = \operatorname{tg}\varphi = \text{const}$. Adoptarea acestei legi de reglare la motoarele de putere mare și foarte mare, în special la cele cu sarcini variabile în limite largi, nu este recomandabilă, căci variațiile mari ale puterii reactive ar determina variații mari de tensiune la barele stației de alimentare. În figura 8.85 este prezentată schema bloc a sistemului de reglare automată a curentului de excitație, la factor de putere constant, pentru motoare sincrone de putere medie, cu variații lente de sarcină (compresoare, pompe, ventilatoare, suflante). Sistemul a fost experimentat pe motoare sincrone de 300 kW la care s-a aplicat o schemă originală, care asigură un factor de putere ridicat al redresorului, la variații mari ale tensiunii de ieșire. Elementul de măsurare constă din două transformatoare de măsură de tensiune conectate în „V", un transformator de curent, rezistoare divizoare de tensiune și două redresoare în punte (fig. 8.85). Diagrama fazorială a tensiunilor din elementul de măsurare este arătată în figura 8.86. Semnalul de abatere față de valoarea impusă factorului de putere, valoare fixată cu ajutorul cursorului D, este dat de diferența algebrică a tensiunilor AF și FD, tensiunea EF fiind proporțională și în fază cu intensitatea curentului absorbit de motor de la rețea pe faza B. Această diferență se anulează numai cînd vîrful fazorului tensiunii EF (respectiv al curentului I_B) se află pe perpendiculara în E, care stabilește unghiul impus. Cînd cursorul se află în poziția limită de sus (D coincide cu B), $\cos\varphi_{impus} = 0{,}5$ capacitiv; cînd D coincide cu C,

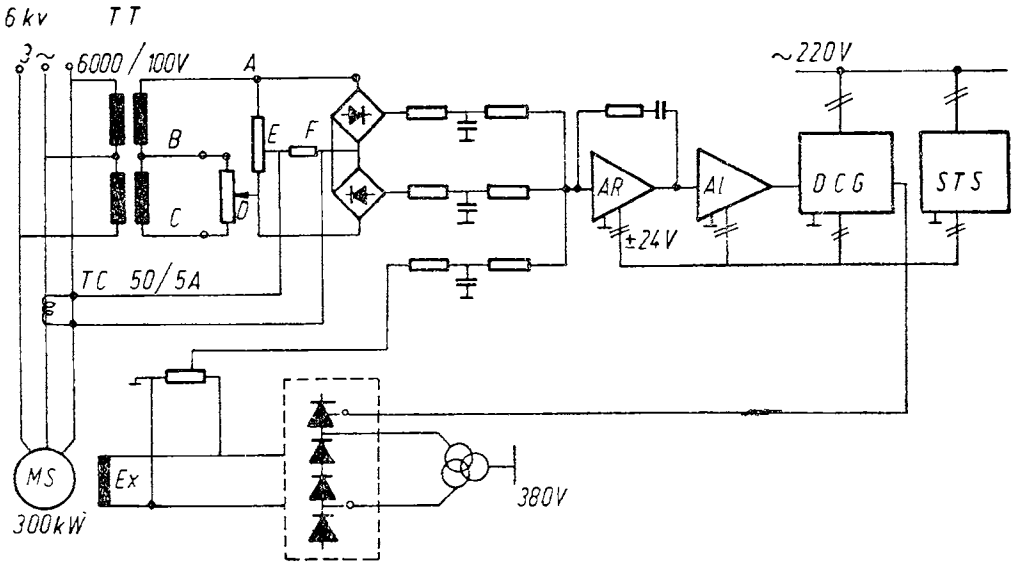


Fig. 8.85. Schema bloc a sistemului de reglare automată a factorului de putere la motorul sincron.

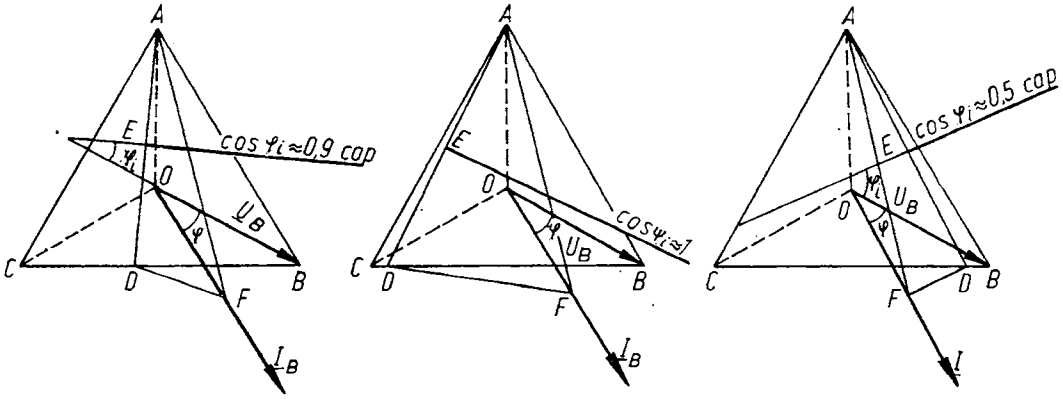


Fig. 8.86. Diagramele fazoriale ale tensiunilor elementului de măsurare a factorului de putere al motorului sincron.

$\cos \varphi_{impus} = 1$. Domeniul de reglare al regulatorului se află deci între $\cos \varphi = 0{,}5$ capacitiv și $\cos \varphi = 1$. Semnalul de abatere, de curent continuu, se aplică la intrarea amplificatorului regulator, împreună cu semnalul de reacție luat de la ieșirea redresorului cu tiristoare și apoi pe dispozitivul de comandă pe grilă.

8.3.4. PORNIREA MOTOARELOR SINCRONE

Motoarele sincrone nu dezvoltă cuplu electromagnetic sincron decît atunci cînd turația rotorului este egală cu turația cîmpului învîrtitor statoric. Dacă frecvența tensiunilor de alimentare este constantă, deci și turația cîmpului învîrtitor, motoarele sincrone nu au cuplu de pornire de tip sincron. La alimentarea de la convertoare de frecvență variabilă, prin creșterea progresivă a frecvenței de la valoarea zero, se pot obține cupluri de pornire sincrone. Metoda de *pornire sincronă* este utilizată rar, chiar și la motoarele sincrone de turație reglabilă, din cauza costului ridicat al mutatoarelor care pot modifica frecvența pînă la valori apropiate de zero.

Pornirea cu motor auxiliar, care să antreneze motorul sincron pînă la turația de sincronism, se aplică din ce în ce mai rar (de exemplu la pornirea compensatoarelor sincrone de mare putere).

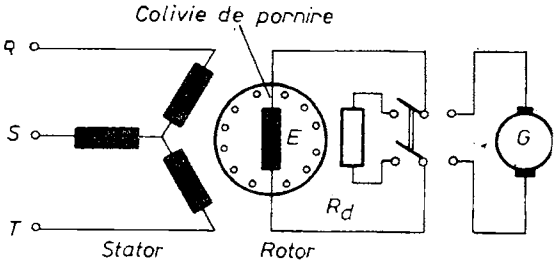


Fig. 8.87. Schema de pornire în asincron a motorului sincron.

Cea mai răspîndită metodă de pornire a motoarelor sincrone este *pornirea în asincron.* Statorul motorului sincron se conectează la rețeaua trifazată, inductorul fiind legat la o rezistență de descărcare (fig. 8.87). Cîmpul învîrtitor produs de înfășurarea trifazată statorică induce

tensiuni electromotoare în *înfășurarea de amortizare* (barele coliviei de pornire, amplasate în tălpile polare ale motoarelor cu poli aparenți) sau în *părțile masive* ale rotorului (la motoarele cu poli înecați). Cuplul de pornire, de tip asincron, ia naștere prin interacțiunea dintre cîmpul magnetic învîrtitor și curenții din rotor, asupra conductoarelor din rotor exercitîndu-se forțe electromagnetice. Dacă cuplul de pornire depășește valoarea cuplului rezistent la arbore, motorul este accelerat pînă la o turație de 95 ... 97% din turația sincronă, curentul absorbit de la rețea scăzînd treptat pînă la o valoare minimă. În această situație se conectează înfășurarea de excitație la sursa de curent continuu ; apare un regim tranzitoriu electromecanic în care unghiul de sarcină și alunecarea oscilează, iar turația poate atinge valori superioare turației sincrone. În general regimul tranzitoriu se amortizează repede și motorul se *sincronizează*, dacă alunecarea la care s-a alimentat înfășurarea de excitație este sub 5%, pentru momente de inerție ale mașinii de lucru inferioare momentului de inerție al motorului, respectiv sub 3%, cînd mașina de lucru are momente de inerție mai mari.

Pornirea în asincron este caracterizată de două cupluri :

— *cuplul de pornire*, M_p, care trebuie să depășească cuplul rezistent, pentru a se putea scoate acționarea din starea de repaus ;

— *cuplul de intrare în sincronism*, M_{is}, care este cuplul asincron la alunecarea la care se va alimenta înfășurarea de excitație ($s = 0{,}03 \ldots 0{,}05$), valoarea căruia trebuie să fie, de asemenea, superioară cuplului rezistent la turația respectivă.

Unele mașini de lucru pornesc în gol (pompe, ventilatoare, compresoare), dar necesită cupluri importante de intrare în sincronism ; la alte acționări (concasoare, mori), motoarele pornesc în sarcină, deci necesită și cupluri mari de pornire. La acționarea grupului Ward-Leonard, care pornește în gol, cuplul de intrare în sincronism este mic, dar cuplul de pornire poate fi important, din cauza întreruperii filmului de ulei din lagăre, în special după opriri îndelungate ($M_p = 0{,}4 \cdot M_n$, $M_i = 0{,}3 \cdot M_n$) În tabelul 8.4 se dau valorile impuse cuplurilor de pornire, de intrare în sincronism și cuplului maxim la motoarele sincrone de acționare a unor utilaje industriale.

Pornirea în asincron se face *prin conectare directă*, dacă rețeaua de alimentare poate suporta șocul de curent, de 3 ... 9 ori curentul nominal, fără a se produce pierderi inadmisibile de tensiune în rețea în perioada pornirii (motoarele de turații mari iau la pornire curenți mai mari). În prezent se pornesc prin conectare directă la rețeaua de 6 sau 10 kV motoare sincrone cu puteri de mii de kW.

La *pornirea indirectă* curentul de pornire se limitează cu *reactoare de pornire* (bobine de reactanță) sau cu *autotransformatoare de pornire*, la fel ca la motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit. Reactoarele reduc cuplul de pornire de k^2 ori, dacă curentul este micșorat de k ori ; autotransformatoarele, mai scumpe, sînt mai favorabile pornirii, deoarece reduc în același raport atît curentul absorbit de la rețea, cît și cuplul de pornire.

Rezistența de descărcare, la care se conectează înfășurarea de excitație în perioada pornirii în asincron, are două funcții :

1) limitează supratensiunile produse prin inducție electromagnetică în înfășurarea de excitație de către cîmpul învîrtitor statoric, care în

Tabelul 8.4

Cuplurile impuse de pornire şi de supraîncărcare motoarelor sincrone de acţionare a unor utilaje industriale

	Acţionări cu sarcină constantă sau lent variabilă (pompe, ventilatoare, turbocompresoare)	Acţionări cu sarcină pulsatorie (compresoare cu piston, pompe de mare adîncime)	Acţionări cu variaţii rapide de sarcină (concasoare, mori)
Cuplul de pornire în asincron $\frac{M_p}{M_n}$	0,4...0,6 (pornire fără sarcină)	0,4...1 (pornire cu sarcină mică sau fără sarcină)	1,2...2 (pornire în sarcină)
Cuplul de intrare în sincronism $\frac{M_{in}}{M_n}$	0,8...1,2	0,4...0,6	1...1,5
Factorul de supraîncărcabilitate $\frac{M_{max}}{M_n}$	1,5...2	1,5...2,5	2,5...3,5

momentul conectării motorului sincron la reţea, au valori de ordinul zecilor de kV ;

2) ameliorează caracteristica de pornire în asincron a motorului sincron. Dacă pornirea s-ar face cu înfăşurarea de excitaţie deschisă, cuplul de intrare în sincronism este redus, iar supratensiunile ar putea periclita izolaţia înfăşurării inductorului şi personalul de exploatare. Dacă la pornire înfăşurarea de excitaţie se scurtcircuitează, cuplul de intrare în sincronism poate fi important, dar cuplul de pornire este redus, iar motorul se poate „agăţa" la o turaţie puţin superioară jumătăţii turaţiei sincrone, deoarece în curba cuplului, la această alunecare, apare o şa, cauzată de nesimetria rotorului. Cupluri satisfăcătoare de pornire şi de intrare în sincronism se obţin dacă rezistenţa de descărcare are valori de 7...10 ori valoarea rezistenţei înfăşurării de excitaţie. Rezistenţa de descărcare se dimensionează ţinînd seama de valoarea curentului alternativ produs de tensiunea indusă în rotor, valoare practic constantă în toată perioada pornirii şi aproximativ egală cu valoarea curentului nominal de excitaţie, fiind independentă de rezistenţa de descărcare, deoarece reactanţa înfăşurării de excitaţie este preponderentă şi scade cu creşterea turaţiei (din cauza scăderii frecvenţei), la fel ca şi tensiunea indusă în rotor.

Conectarea înfăşurării de excitaţie la sursa de curent continuu (sincronizarea) se poate face *automat,* în funcţie de curentul statoric absorbit sau în funcţie de turaţie (de tensiunea electromotoare indusă în înfăşurarea inductorului), care au valori minime la alunecarea minimă.

8.3.5. MODIFICAREA VITEZEI MOTOARELOR SINCRONE

Pînă nu de mult motoarele sincrone s-au utilizat exclusiv la acționări electrice nereglabile, din cauza frecvenței fixe a tensiunilor de alimentare, care determină o turație sincronă constantă. Realizarea convertoarelor de frecvență variabilă, cu tiristoare, a lărgit aria de aplicabilitate a motoarelor de curent alternativ fără colector și în domeniul acționărilor reglabile. Față de sistemele de acționare cu motoare de curent continuu și redresor comandat, cu tiristoare, care, în general sînt mai ieftine, acționările cu motoare asincrone și sincrone comandate prin intermediul frecvenței au avantaje importante :

1) Puterea și tensiunea motorului nu sînt limitate de colector (condițiile de comutație și de prevenire a focului circular la colector). Contactele alunecătoare sînt inexistente la motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit, iar la motoarele sincrone pot fi desființate prin adoptarea excitației cu redresor rotitor.

2) Randamentul este mai bun decît la motoarele de curent continuu.

3) Lipsa colectorului simplifică construcția motorului, permite automatizarea fabricației, îmbunătățește izolația, reduce zgomotul, micșorează considerabil cheltuielile de întreținere, mărește fiabilitatea și permite utilizarea motoarelor în condiții speciale de mediu (pericol de incendiu, de explozie, în locuri inaccesibile, cum sînt unele instalații din centralele nucleare etc.).

4) Costul motorului fără colector este sensibil mai mic decît al motorului cu colector, la care automatizarea proceselor de fabricație, la puteri de peste 1 kW, este practic exclusă.

5) Gabaritul redus este foarte important în unele acționări (în tracțiunea electrică, la căile cu role ale laminoarelor etc.), iar momentele de inerție mai mici permit reducerea la jumătate a timpilor de pornire și reversare, față de motoarele de curent continuu.

6) Se pot construi motoare cu turații foarte ridicate (30 000 rot/min) sau foarte scăzute (10 rot/min).

7) Forma tensiunii de la ieșirea invertorului nu afectează prea mult randamentul motorului, la unele realizări recente armonicile superioare ale tensiunii de alimentare nu produc o scădere a randamentului cu mai mult de 1 %.

Motoarele sincrone comandate prin frecvență s-au introdus deja într-o serie de acționări electrice, cum sînt :

— acționări de mare putere și turație mică (mori de ciment, laminoare) ;

— acționări de turație foarte ridicată (industria textilă ; producția de fibre sintetice beneficiază de motoare sincrone excitate cu magneți permanenți comandate prin frecvență) ;

— acționări de mare putere pentru pompe și ventilatoare ; acționarea pompelor de țiței sau a ventilatoarelor tunelelor aerodinamice de încercare a avioanelor, cu motor asincron și reglare mecanică a debitului, afectată de pierderi mari, este înlocuită cu motoare sincrone fără perii, comandate prin frecvență ;

— acționări din tracțiunea electrică (locomotive și automotoare electrice, submarine și nave cu acționarea electrică a elicei).

Există două moduri, principial diferite, de comandă prin frecvență a motorului sincron. Dacă impulsurile de comandă a tiristoarelor, care

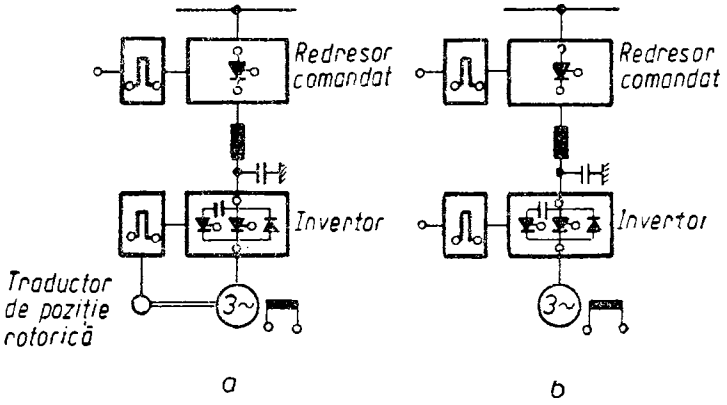


Fig. 8.88. Comanda prin frecvență a motorului sincron :
a — motor autocomandat (mașină electrică cu comutație statică);
b — motor cu comandă independentă.

determină frecvența tensiunii de alimentare, sînt luate de la un traductor de poziție rotorică (fig. 8.88, *a*), caracteristica mecanică obținută este elastică, asemănătoare cu cea a unui motor de curent continuu cu excitație derivație. Acest tip de motor se numește *autocomandat* sau mașină electrică cu comutație statică. Dacă impulsurile de comandă sînt date de un generator de tact independent (fig. 8.88, *b*), motorul se numește *cu comandă independentă* și asigură, la frecvență constantă, o turație riguros constantă, cu excepția unor oscilații ale unghiului de sarcină la modificarea încărcării. Motoarele sincrone cu comandă independentă sînt preferate motoarelor de curent continuu cu regulatoare automate costisitoare în acționările reglabile de mare precizie (poziționarea barelor de control din reactoarele nucleare, acționările cu motoare multiple din țesătoriile de fibre sintetice sau de la cricurile cu șurub fără fine, arbori electrici de precizie, agregate de sudare a țevilor etc.). Dacă puterea este redusă se pot utiliza motoare sincrone cu excitație cu magneți permanenți sau motoare sincrone reactive (fără excitație).

Din expresia cuplului electromagnetic al motorului sincron

$$M=\frac{3pU}{2\pi f_1}\left[\frac{U_{eE}}{X_d}\sin\vartheta+\frac{1}{2}\frac{X_d-X_q}{X_dX_q}U\sin 2\vartheta\right] \qquad (8.148)$$

rezultă că la modificarea frecvenței cuplul maxim, deci factorul de suprasolicitare al motorului, făcînd abstracție de cuplul reactiv de valoare mică, se poate menține constant dacă tensiunea se modifică în același raport cu frecvența, adică $U/f=\text{const}$. La frecvențe mici, sub jumătate din frecvența nominală, această relație trebuie corectată [14] din cauza creșterii ponderii rezistenței înfășurării indusului, în special la motoare de putere mică (în relația cuplului s-a neglijat această rezistență). La frecvențe mai mari decît valoarea nominală, pentru a nu se depăși tensiunea nominală, tensiunea se menține constantă, $U=U_n$, iar cuplul maxim scade proporțional cu $1/f$, ceea ce reprezintă un avantaj față de motorul asincron comandat prin frecvență, la tensiune constantă, la care

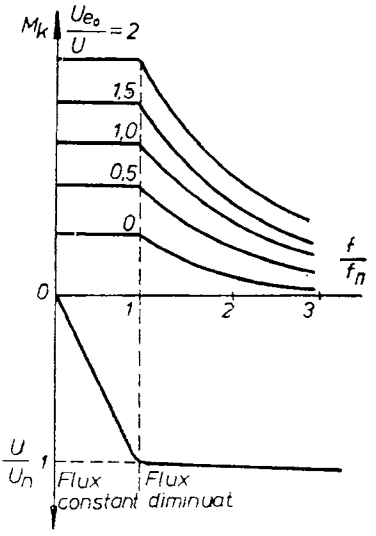


Fig. 8.89. Variaţia cuplului maxim şi a tensiunii de alimentare a motorului sincron comandat prin frecvenţă în domeniul de flux constant ($f<f_n$) şi slăbire de cîmp ($f>f_n$).

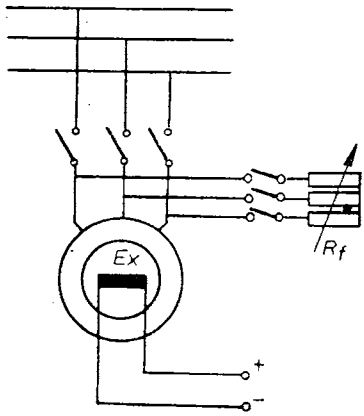


Fig. 8.90. Frînarea dinamică a motorului sincron.

cuplul critic scade proporţional cu $1/f^2$ (la motorul sincron fluxul magnetic nu depinde de tensiunea reţelei). La frecvenţă variabilă ($f>f_n$) şi tensiune constantă motorul sincron lucrează în regim de slăbire de cîmp, pentru ca tensiunea electromotoare indusă să rămînă constantă. În figura 8.89 este reprezentat cuplul maxim şi tensiunea de alimentare a motorului sincron în funcţie de frecvenţă, la diferite valori ale curentului de excitaţie, în regim de flux constant ($f<f_n$) şi în regim de flux diminuat ($f>f_n$).

Alimentarea motorului sincron cu frecvenţă variabilă poate rezolva şi problema pornirii (pornire sincronă, prin creşterea progresivă a frecvenţei).

8.3.6. FRÎNAREA MOTOARELOR SINCRONE

În general, motoarele sincrone se utilizează la acţionări cu funcţionare continuă, cu porniri şi opriri rare. Din acest motiv, problema frînării nu se pune la fel de frecvent ca la acţionările cu alte tipuri de motoare. Totuşi, unele acţionări industriale necesită frînarea electrică cu maşina sincronă. Singura metodă aplicabilă în practică este *frînarea dinamică*, obţinută prin deconectarea motorului de la reţeaua de alimentare şi conectarea sa, în stare excitată, la un rezistor trifazat de frînare, de preferinţă reglabil (fig. 8.90). Energia cinetică acumulată în masele acţionării aflate în mişcare este transformată în energie electrică şi disipată sub formă de căldură în reostatul de frînare, mai puţin pierderile mecanice, care se transformă direct în căldură, prin frecare. Cuplul de frînare depinde de turaţie, de fluxul de excitaţie şi de rezistenţa conectată la bor-

nele mașinii sincrone, funcționînd în regim de generator ; la turație zero, cuplul de frînare se anulează, deoarece nu se mai induc tensiuni electromotoare în fazele înfășurării statorice. Pentru a se asigura curenți importanți de excitație și la turații mici, în cazul excitației cu generator de curent continuu antrenat de motorul însuși, trebuie să se recurgă la excitație separată pe perioada frînării. Creșterea cuplului de frînare la turații mici se poate obține prin micșorarea rezistenței reostatului de frînare. În principiu, este posibilă frînarea dinamică cu autoexcitație, pentru alimentarea înfășurării inductorului folosindu-se tensiunile statorice, redresate. Condițiile autoexcitării sînt mai favorabile decît la frînarea dinamică autoexcitată a motorului asincron cu rotor bobinat, la care frînarea poate fi necesară de la o turație mult mai mică decît turația sincronă. Caracteristicile de frînare ale motorului sincron sînt asemănătoare cu cele ale motorului asincron.

Frînarea cu recuperare nu este aplicabilă pentru oprire, deoarece frecvența rețelei este fixă cu excepția acționărilor cu grup Ward-Leonard cu motor sincron.

Frînarea prin conectare inversă, posibilă în principiu, nu se aplică din cauza șocurilor mari de curent și a solicitărilor termice importante ale motorului.

9.

ALEGEREA MOTOARELOR ELECTRICE DE ACȚIONARE

9.1. CONDIȚII GENERALE

Cerințele impuse motorului electric de acționare, de către marea varietate de mașini de lucru întîlnite în practica industrială a acționărilor electrice, se reflectă într-o mare diversitate de condiții tehnice. Producerea în serie a mașinilor electrice impune, pe de altă parte, o serie de normalizări și standardizări de regimuri și condiții de funcționare tip. La alegerea motorului pentru o anumită acționare electrică este necesară echivalarea condițiilor reale de exploatare cu unul din regimurile (serviciile) de funcționare normalizate și apoi precizarea celui mai indicat tip de mașină electrică din punct de vedere tehnic și economic.

Principalele *condiții tehnice* impuse motorului electric sînt :

1) Forma caracteristicii sale mecanice, în corelație cu forma caracteristicii mecanice a mașinii de lucru, în vederea asigurării : cuplului rezultant necesar la pornire, posibilității de supraîncărcare mecanică, stabilității statice și dinamice, turației de regim staționar.

2) Posibilitatea modificării sau reglării turației.

3) Posibilitatea frînării electrice.

4) Calități dinamice (rapiditatea regimurilor tranzitorii mecanice).

5) Condiții impuse de rețeaua de alimentare disponibilă : felul tensiunii — continuă sau alternativă (trifazată sau monofazată) — și valoarea acesteia.

6) Condiții impuse de locul de montaj și exploatare : altitudine, mediu de răcire (temperatură, umiditate, agenți corozivi, potențial exploziv), formă constructivă (dimensiuni de gabarit și montaj), condiții speciale de ventilație sau de răcire.

7) Limitarea poluării mediului prin zgomote și vibrații.

8) Nedepășirea încălzirii admisibile la o diagramă de sarcină dată.

Sub aspect *economic* soluția de acționare electrică trebuie să fie ieftină : costuri reduse la investiție și exploatare (randament, factor de putere, cheltuieli de întreținere), dar în același timp să prezinte garanția unei siguranțe depline în funcționare.

9.2. ALEGEREA TIPULUI FUNCȚIONAL ȘI A MĂRIMILOR NOMINALE IMPUSE ALE MOTORULUI ELECTRIC DE ACȚIONARE

Stabilirea *tipului funcțional* de motor electric (asincron sau sincron, de curent continuu) se face în funcție de condițiile tehnice impuse la punctele 1 ... 5 din subcapitolul 9.1., și de cerința economicității optime.

Motorul asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit, cel mai ieftin și mai robust motor electric de acționare, se va alege în cazul în care nu se cere pornirea în sarcină (avînd cuplul de pornire mic $M_p = [0{,}3 \ldots 0{,}5] M_n$) și nu se pretinde modificarea sau reglarea vitezei de rotație. Lipsa colectorului sau a inelelor colectoare, (surse de scîntei), impun acest motor în mediile cu pericol de explozie sau aprindere. Pentru obținerea unor cupluri de pornire mai mari ($M_p = [1{,}1 \ldots 2{,}5] M_n$) se vor utiliza motoarele asincrone cu rotor în scurtcircuit cu *bare înalte,* cu *dublă colivie* sau cu *rezistență rotorică mărită.* Modificarea în trepte a turației se realizează cu ajutorul motoarelor asincrone cu rotor în scurtcircuit cu *număr modificabil de perechi de poli.* În acționările electrice de putere mică se pot utiliza motoarele asincrone *monofazate cu fază auxiliară* sau cu *poli ecranați* (cu *spiră în scurtcircuit*). Motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit sînt destinate acționării : mașinilor unelte, instalațiilor de pompare, compresoarelor mici și mijlocii cu debit constant, mașinilor de transportat continuu, unor mecanisme auxiliare (căi cu role la laminoare), morilor de măcinat și amestecat, mașinilor textile. Motorul asincron trifazat cu *inele* (cu *rotorul bobinat*) asigură un cuplu mare de pornire (pînă la valoarea cuplului critic M_m), permite reglarea reostatică, (cu pierderi), a vitezei de rotație în anumite limite (dependente de sarcină), și poate fi frînat electric prin metodele clasice. De asemenea, prin comanda adecvată a reostatului rotoric este posibilă menținerea aproximativ constantă, la valori ridicate, a cuplului rezultant în procesele tranzitorii de accelerare și frînare. Se utilizează frecvent la acționarea mașinilor de ridicat, ascensoarelor, centrifugelor, mașinilor de extracție miniere, instalațiilor de foraj și pompare reglabile. Motoarele asincrone cu inele intră și în componența unor grupuri de mașini ca : arbori electrici (pentru transmisia sincronă, pe cale electrică, a mișcării de rotație la : ecluze, macarale cu deschideri mari), cascade pentru reglajul vitezei, în limite relativ mici (2 : 1), prin recuperarea energiei de alunecare, acționarea grupurilor Ward-Leonard.

Motorul *sincron* are avantajul factorului de putere foarte bun, (chiar capacitiv), dar este mai scump, necesitînd un sistem de excitație în curent continuu. Se preferă motorului asincron la puteri mari (peste 100 kW) pentru acționarea : compresoarelor, pompelor și ventilatoarelor (cu debite mari și constante), acționarea morilor pornite în gol, a defibratoarelor și în general a instalațiilor care necesită o turație riguros constantă.

Motorul de *curent continuu* este mai scump ca motoarele asincrone și sincrone, necesitînd în exploatare o întreținere permanentă a periilor și colectorului, dar are marele avantaj al posibilității modificării comode a turației (reostatic, din tensiunea de indus și din fluxul de excitație), într-o gamă largă, precis și rapid. Posibilitățile de comandă pe indus și pe excitație, cu menținerea constantă a cuplurilor rezultante de accelerare și frînare electrică, momentele de inerție mici, (la unele variante constructive : cu rotor disc și întrefier axial, rotor pahar), asigură integrarea acestui tip de motor (cu excitație independentă), ca element de execuție în sistemele de reglare și comandă automată a turației. Datorită caracteristicii mecanice elastice motoarele *serie* de curent continuu se utilizează cu predilecție în tracțiunea electrică feroviară, navală și urbană. Motoarele de curent continuu cu excitație independentă (sau în derivație) se utilizează la acționarea mașinilor unelte (și cu comandă

după program), a laminoarelor, a mașinilor miniere de extracție (peste 1 000 kW), a instalațiilor din industria hîrtiei, poligrafică, textilă etc.

După alegerea tipului de motor electric se vor adopta mărimile nominale impuse (de către proiectant), din gama de valori standardizate sau normalizate (prin norme interne sau standarde de produs).

Valorile standardizate ale *tensiunilor nominale,* pentru motoare și generatoare de uz general, sînt date în tabelul 9.1., ca tensiuni între faze la bornele principale ale mașinii. Alte valori nominale ale tensiunilor de alimentare pentru motoare specializate : de curent continuu pentru tracțiune urbană, feroviară, uzinală, minieră (850 V, 750 V, 550 V, 24 V, 80 V, 72 V, 250 V) sau de curent alternativ monofazat (25 kV, 50 Hz) sînt stabilite în standarde de produs.

Tabelul 9.1

Tensiunile nominale ale mașinilor electrice [V]

Curent continuu		Curent alternativ la 50 Hz			
		monofazat		trifazat	
Generator	Motor	Generator	Motor	Generator	Motor
115	110	(130)	(127)	—	—
230	220	230	220	231	220
460	440	—	—	400	380
—	—	—	—	(525)	(500)
—	—	—	—	700	660
—	—	—	—	6 300	6 000
—	—	—	—	10 500	10 000

Frecvența nominală standard a tensiunii alternative de alimentare a motoarelor electrice de curent alternativ este de 50 Hz. Pentru a obține turații mai mari de 3 000 rot/min (12 000 ... 24 000 rot/min) sau pentru micșorarea gabaritelor unor acționări portabile se pot utiliza și frecvențe de 200 ... 400 Hz.

La alegerea tensiunilor și frecvențelor de alimentare se vor avea în vedere : tipul și puterea motorului, existența rețelei industriale, necesitatea unor convertoare, scăderea gabaritului motorului cu creșterea tensiunii și frecvenței de alimentare.

Utilizarea tensiunilor și frecvențelor reglabile, obținute de la mutatoare comandate (redresoare, invertoare, convertoare de frecvență), se extinde tot mai mult în acționările cu motoare de curent continuu, asincrone și sincrone, pe măsura scăderii costului tiristoarelor și echipamentelor de comandă.

Turațiile nominale (de sincronism) ale motoarelor de curent alternativ, asincrone și sincrone, sînt date în tabelul 9.2. Pentru motoarele de curent continuu turațiile nominale sînt stabilite de norme interne specifice sau standarde de produs. La alegerea tensiunii și turației sincrone nominale, din tabelele 9.1 și 9.2, se vor evita valorile din paranteze. Trebuie precizat că gabaritul și costul unui motor electric sînt proporționale cu cuplul nominal și deci la o putere dată, invers proporționale cu turația nominală. Avînd în vedere acest aspect, pentru acționarea mașinilor de lucru de mare turație (ventilatoare, polizoare, centrifuge etc.) se vor folosi motoare de turație mare, cuplate direct cu organul de execuție,

Tabelul 9.2

Valorile turațiilor sincrone nominale [rot/min la 50 Hz]

2p	2	4	6	8	10	12	14	16
n [rot/min]	3 000	1 500	1 000	750	600	500	428	375
$2p$	18	20	24	(28)	32	(36)	40	—
n [rot/min]	335	300	250	(214)	18	(167)	150	—

obținîndu-se un ansamblu avantajos sub aspectul : gabaritului, fiabilității, costului și randamentului. La alegerea soluției de acționare a mașinilor de lucru de turație joasă (mecanisme de avans, de deplasare, mori etc.) se vor avea în vedere : diferența dintre costul unui reductor adecvat și costul suplimentar al unui motor de turație joasă, cuplat direct, (față de costul motorului de turație înaltă, urmat de reductor), posibilitățile de protejare a motorului prin intermediul transmisiei, posibilitatea opririi rapide prin decuplarea motorului de la arborele mașinii de lucru, simplitatea montajului, gabaritul global, comoditatea exploatării și randamentul global al acționării. Dacă se optează pentru soluția cu reductor intermediar va trebui determinată turația optimă a motorului de acționare (raportul de transmisie optim) sub aspect economic (cost global minim) și tehnic (durată minimă a proceselor tranzitorii electromecanice). În unele construcții reductoarele sînt înglobate în carcasa *motorului cu reductor,* care poate cuprinde și organe ale mașinii de lucru.

Valorile nominale ale puterii la arborele motoarelor de acționare electrică sînt stabilite de standarde de produs și norme interne ale fabricilor producătoare *. Alegerea puterii nominale a motorului de acționare este rezultatul calculului termic și a verificărilor mecanice (și eventual la supracurent) ce vor fi prezentate în paragrafele următoare.

9.3. ALEGEREA MOTORULUI DE ACȚIONARE ÎN FUNCȚIE DE CONDIȚIILE NORMALIZATE DE INTERACȚIUNE MOTOR-MEDIU

Prin *condiții de funcționare* se înțeleg parametrii, (diferiți de mărimile nominale), ce caracterizează funcționarea unei mașini electrice. Condițiile de funcționare determinate de mediul, climatul și ansamblul tehnologic în care se integrează motorul de acționare influențează puterea disponibilă a acestuia, gradul său de protecție, tipul constructiv pre-

* Lucrarea cu caracter de îndreptar *„Mașini electrice relative fabricate în România"*, de C. Răduți și E. Nicolescu sintetizează caracteristicile electrice și mecanice ale motoarelor electrice de uz general.

cum și modul său de răcire. Pe de altă parte funcționarea motorului electric are repercusiuni negative asupra ansamblului tehnologic și mediului înconjurător, impunîndu-se limitarea acestora.

În continuare vom prezenta principalele condiții de funcționare normalizate ce caracterizează interacțiunea dintre motor și mediu.

Altitudinea normală de funcționare se consideră sub 1 000 m, peste această altitudine fiind necesare corecții aduse puterii nominale a motorului electric, în sensul micșorării ei.

Temperatura normală a mediului de răcire (a aerului de răcire) ϑ_a se consideră a fi +40 °C. Pentru mașinile răcite cu apă, temperatura normală a apei de răcire (la intrarea în răcitor) este de +25 °C.

Mediul climatic tehnic normal (temperat) se consideră, conform STAS 6535-62, un mediu cu umiditatea relativă a aerului sub 80% la temperatura de +25 °C. Pentru funcționarea în alte medii climatice, (climat tropical umed sau uscat, atmosferă salină), se iau măsuri de protejare climatică a mașinii, conform standardelor de produs.

Gradele normale de protecție referitoare la protecția persoanelor contra atingerii accidentale a pieselor interioare mobile sau sub tensiune și la protecția mașinilor contra pătrunderii corpurilor străine și contra pătrunderii apei, sînt reglementate prin STAS 625-71 (tab. 9.4). Clasificarea și simbolizarea gradelor normale de protecție, conform STAS 5325-70, este dată în tabelul 9.3. Simbolul IP reprezintă inițialele cuvintelor din

Tabelul 9.3

Gradele normale de protecție pentru mașinile electrice rotative

Simbol literal	Prima cifră caracteristică (protecția contra atingerilor și a pătrunderii corpurilor)	A doua cifră caracteristică (protecția contra pătrunderii apei)								
		0	1	2	3	4	5	6	7	8
		Grad de protecție								
IP	0	IP 00								
	1		IP 11 S							
	2		IP 21 S	IP 22 S	IP 23 S					
	3				IP 33 S					
	4					IP 44				IP 48
	5					IP 54	IP 55	IP 56		

Observații

1) Litera S indică faptul că verificarea se efectuează pe mașina staționînd.
2) La înțelegere între producător și beneficiar, în cazuri bine justificate se admit și alte grade de protecție în afara celor din tabel.
3) Gradul de protecție IP 00 se poate alege numai la înțelegerea între producător și beneficiar.

Tabelul 9.4

Grade normale de protecţie a maşinilor electrice rotative (STAS 5325-70)

Prima cifră caracteristică	Denumirea	A doua cifră caracteristică	Denumirea
0	Fără protecţie	0	Fără protecţie
1	Protejat contra corpurilor solide cu grosimi mai mari de 50 mm	1	Protejat contra picăturilor de apă de condensaţie
2	Protejat contra corpurilor solide cu grosimi mari de 12 mm	2	Protejat contra picăturilor de apă ce cad sub un unghi de maximum 15° faţă de verticală
3	Protejat contra corpurilor solide cu grosimi mai mari de 2,5 mm	3	Protejat contra apei sub formă de ploaie
4	Protejat contra corpurilor solide cu grosimi mai mari de 1 mm	4	Protejat contra jeturilor de apă sub presiune
5	Protejat parţial contra prafului	5	Protejat contra stropirii cu apă
6	Protejat total contra prafului	6	Protejat împotriva condiţiilor de pe puntea navelor
		7	Protejat împotriva efectelor imersării în apă
		8	Utilaj submersibil

limba engleză „interelement protection". Tot în STAS 625-71 se precizează gradele de protecţie necesare pentru motoare montate în diferite condiţii de mediu. Pentru maşinile destinate să lucreze în aer liber (în locuri complet descoperite) simbolul gradului de protecţie se completează cu majuscula W (de exemplu : IPW 23).

Gradul de protecţie afectează foarte mult solicitările electromagnetice ale motorului, greutatea, gabaritul, costul şi tipul de răcire ale acestuia ; de aceea alegerea gradului de protecţie optim (sub aspect tehnico-economic) este o problemă majoră în alegerea motorului electric. Un grad de protecţie ridicat, prin înrăutăţirea condiţiilor de răcire a părţilor active ale motorului, duce fie la necesitatea limitării încărcării electromagnetice a acestuia (densităţi de curent şi inducţii), fie la necesitatea adoptării unor soluţii de ventilaţie puternică.

După natura *agentului de răcire,* la maşinile electrice rotative se disting : a) *răcirea cu gaz* (aer sau hidrogen) ; b) *răcirea cu lichid* (cel mai frecvent — apa). La maşinile electrice, în afara unităţilor de puteri foarte mari (turbogeneratoare), cea mai folosită este răcirea cu aer, (ca agent de răcire interior), şi cu aer sau apă (ca agent de răcire exterior — în cazul maşinilor închise). După modul de răcire sau *tipul ventilaţiei,* deosebim

mașini cu : *ventilație naturală ; autoventilație forțată ; ventilație forțată independentă.* Primul tip de ventilație se utilizează la puteri mici și la construcții deschise (IP 00). Autoventilația forțată se realizează cu ajutorul unui ventilator montat pe arborele motorului în interiorul, respectiv la motoarele cu grad ridicat de protecție (IP 44, IP 55), în exteriorul carcasei. Mașinile cu ventilație forțată independentă au ventilator sau pompă de lichid acționate din exterior, independent de arborele motor. O atenție deosebită trebuie să se acorde ventilației motoarelor cu *reglaj de turație,* deoarece în cazul autoventilației debitul de aer de răcire scade puternic cu micșorarea turației, fiind necesară descărcarea mecanică a motorului sau suplimentarea ventilației cu ventilator independent integrat.

Protecția motoarelor și echipamentelor electrice destinate să funcționeze în atmosferă cu pericol de explozie este reglementată de STAS 6877, 1...10, 73-74, clasificînd echipamentele electrice în două grupe : a) grupa I, cu protecție antigrizutoasă, destinată mediului minier cu degajare de gaz „grizu" (metan), simbol ExI ; b) grupa II, cu protecție antiexplozivă, destinată locurilor cu atmosferă explozivă alta decît gazul metan (gaze, vapori, ceață sau praf combustibil în aerul atmosferic), simbol ExII. În funcție de natura chimică a gazelor și de temperatura maximă admisă la suprafața echipamentului, acesta se împarte în trei grupe : II A, II B, II C și 6 clase de temperatură : T1...T6.

Modurile de împiedicare a aprinderii atmosferei explozive exterioare echipamentului protejat sînt : 1) capsularea antideflagrantă — simbol d ; 2) capsularea presurizată — simbol p ; 3) siguranță intrinsecă — simbol i ; 4) înglobare în nisip — q ; 5) imersiunea în ulei — 0 ; 6) siguranță mărită — e ; 7) protecție specială — s. Exemplu de notare : Ex d II A T3 — protecție antiexplozivă, capsulare antideflagrantă, subgrupa II A, clasa T3 de temperatură (200 °C).

Tipul constructiv al motoarelor de acționare este dat de poziția arborelui, tipul lagărelor și modul lor de amplasare.

Formele constructive și modurile de montaj ale mașinilor electrice rotative uzuale, cu scuturi portlagăr, sînt simbolizate de STAS 3998/1-74, prin codul I, compus din literele majuscule IM (internațional mounting) urmat de o majusculă B sau V (ax orizontal sau vertical) și un număr de cel mult 2 cifre. La mașinile cu două capete de arbore libere se menționează explicit „cu 2 capete de arbore libere". Figura 9.1 prezintă cîteva

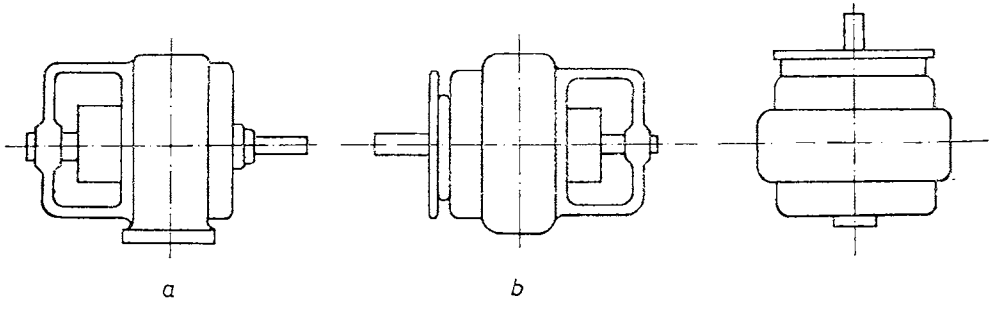


Fig. 9.1. Forme constructive și moduri de montaj a motoarelor electrice uzuale : *a* — motor cu arbore orizontal și lagăre în scuturi (simbol: cod I IM B3, cod II IM 1001) ; *b* — motor cu arbore orizontal, fixat cu flanșă (simbol: cod I IM B5, cod II IM 3001) ; *c* — motor cu arbore vertical, fixat cu flanșă (simbol: cod I IM V3, cod II IM 3031).

forme constructive şi moduri de montaj semnificative. În STAS 3998/2-74 se dau simbolurile modurilor de montaj prin cifre, codul II. Corespondenţa dintre codul I şi II este dată în tabelul 9.5.

În ceea ce priveşte normalizarea *dimensiunilor de montaj* şi gabarit (fig. 9.2) ale maşinilor electrice rotative menţionăm STAS 2755/1-74. Di-

Tabelul 9.5

Corespondenţa dintre simbolurile codurilor I şi II

Cod I	IM B 3	IM B 5	IM B 35	IM V1	IM V3	IM V5	IM VV6	IM V15
Cod II	IM 1005	IM 3001	IM 2001	IM 3011	IM 3031	IM 1011	IM 1031	IM 2011

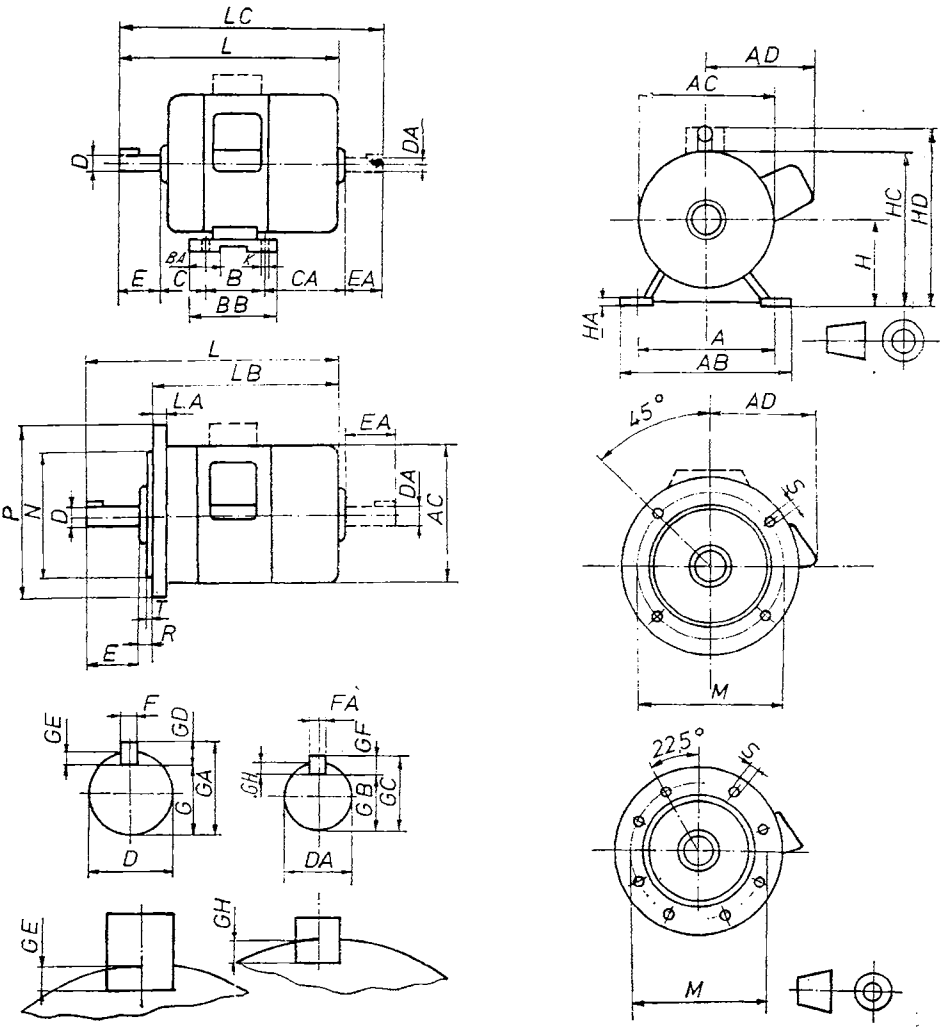


Fig. 9.2. Dimensiunile de montaj şi gabarit, standardizate, ale maşinilor electrice rotative.

mensiunile *A, B, C, D, E, F, G, H, K,* pentru mașinile cu fixare prin tălpi, precum și dimensiunile *M, N, P, R, S* și *T,* pentru cele cu fixare prin flanșă, sînt dimensiuni de bază normalizate (standardizate), care asigură interschimbabilitatea la montaj, iar celelalte sînt dimensiuni de gabarit.

Simbolizarea carcaselor și flanșelor se face în felul următor : 1) Pentru carcase simbolul cuprinde : a) înălțimea *H* a axei mașinii în mm ; b) lungimea carcasei, prin una din literele S — scurtă, M — medie, L — lungă, V — mai lungă, Y — foarte lungă. Exemplu : 132 M — carcasă cu înălțimea de 132 mm și lungime medie. 2) Pentru flanșe simbolul cuprinde : a) litera F (flanșă) ; b) diametrul cercului găurilor de trecere sau filetate de fixare din flanșe, în mm. Exemplu : F 350.

Nivele admisibile de vibrații și zgomot. Dezechilibrul pieselor aflate în mișcare de rotație constituie surse de vibrații care au o influență negativă asupra unor organe ale motorului (rulmenți) și asupra mașinii de lucru acționate. Din punct de vedere al calității, mașinile electrice rotative, ca surse de vibrații, se împart (conf. STAS 8681-70) în 4 trepte prezentate în tabelul 9.6. *Clasele admisibile de vibrații* (valoarea eficace V_{ef} a vitezei de vibrație în mm/sec) pentru tipul constructiv B3 (axă orizontală, scuturi portlagăr, tălpi de fixare) sînt date pentru treptele de calitate N, R, S, P în tabelul 9.7, în funcție de valoarea nominală a turației

Tabelul 9.6

Treptele de calitate ale mașinilor electrice ca surse de vibrații

Trepte de calitate	Caracterizarea mașinii ca sursă de vibrație
N	Normală
R	Redusă
S	Specială
P	Foarte redusă

Tabelul 9.7

Clasele admisibile de vibrații pentru mașinile electrice rotative

Treapta de calitate	Turația nominală (n_n) în rot/min	Înălțimea axei arborelui H[mm]			
		$56 \leqslant H \leqslant 71$	$80 \leqslant H \leqslant 132$	$160 \leqslant H \leqslant 225$	$250 \leqslant H \leqslant 315$
		Clasa de vibrații admisibile. Valoarea eficace nominală a vitezei de vibrații admisibile (V_{ef}) în mm/s			
N	de la 300 pînă la 3 000	1,12	1,8	2,8	4,5
R	de la 300 pînă la 1 800	0,45	0,71	1,12	1,8
	peste 1 800 pînă la 3 600	0,71	1,12	1,8	2,8
S	de la 300 pînă la 1 800	0,28	0,45	0,71	1,12
	peste 1 800 pînă la 3 600	0,45	0,71	1,12	1,8
P	de la 300 pînă la 1 800	0,17	0,28	0,45	0,71
	peste 1 800 pînă la 3 600	0,28	0,45	0,71	0,12

Tabelul 9.8

Valorile maxime admisibile ale nivelului ponderat *A* al presiunii acustice L_A în dB(A).

Gama de turații n (rot/min)	$600<n\leqslant960$		$960<n\leqslant1320$		$1320<n\leqslant1900$		$1900<n\leqslant2360$		$2360<n\leqslant3150$		$3150<n\leqslant3750$	
Gradul de protecție	IP 22	IP 44	IP 22	IP 44	IP 22	IP 44	IP 22	IP 44	IP 22	IP 44	IP 22	IP 44
Puterea nominală P	L_A în dB(A)											
$P\leqslant1{,}1$	—	67	—	70	—	71	—	74	—	75	—	76
$1{,}1<P\leqslant2{,}2$	—	69	—	70	—	73	—	78	—	80	—	82
$2{,}2<P\leqslant5{,}5$	—	72	—	74	—	77	—	82	—	83	—	85
$5{,}5<P\leqslant11$	72	75	75	78	78	81	81	86	84	87	87	90
$11<P\leqslant22$	75	78	78	82	81	85	83	87	87	91	90	93
$22<P\leqslant37$	78	80	81	84	83	86	85	89	88	92	92	95
$37<P\leqslant55$	79	81	83	86	86	88	88	92	90	94	93	97
$55<P\leqslant110$	82	84	85	89	88	92	90	93	92	96	95	98
$110<P\leqslant220$	85	87	87	91	90	94	93	96	95	98	96	100
$220<P\leqslant400$	86	88	90	92	92	96	94	98	95	99	98	102

și înălțimea axei mașinii referindu-se la motoarele înseși, necuplate cu mașinile de lucru. Eliminarea vibrațiilor se realizează prin echilibrarea rotoarelor și asigurarea coaxialității arborilor, iar reducerea amplitudinii vibrațiilor se obține cu ajutorul elementelor elastice amortizoare (cauciuc, pîslă — pentru frecvențele înalte și resoarte elicoidale — pentru cele joase). Necesitatea stabilirii unor *nivele admisibile de zgomot,* produs în timpul funcționării mașinilor electrice, (STAS 8274-74) s-a impus datorită utilizării acestora în instalații unde silențiozitatea este un factor hotărîtor. În standardul amintit sînt precizate valorile maxim admise ale nivelului de zgomot, prin nivelul ponderat maxim al presiunii acustice L_A (în dB), la distanța de 1 m de carcasa mașinii, la mersul în gol. Tabelul 9.8 dă aceste valori pentru mașini cu grad de protecție IP 22, IP 44, avînd puteri pînă la 400 kW și turații între 600 și 3 750 rot/min. Pentru $L_A>90$ dB se vor lua măsuri pentru încadrarea zgomotului în „Normele Republicane de protecția muncii".

9.4. ÎNCĂLZIREA ȘI RĂCIREA MAȘINILOR ELECTRICE

Ultima condiție tehnico-funcțională din cele impuse (în subcapitolul 9.1) motorului electric de acționare — nedepășirea încălzirii admisibile — constituie factorul hotărîtor în determinarea (alegerea) corectă a *puterii nominale* a acestuia.

Cauza încălzirii mașinilor electrice rotative o constituie degajarea de căldură în materialele active (cupru, fier) solicitate electromagnetic, precum și în zonele în care apar frecări mecanice. Cantitatea de căldură dezvoltată în mașină, în unitatea de timp, constituie *puterea totală de pierderi p,* ale cărei componente sînt sistematizate în tabelul 9.9.

Tabelul 9.9

Puterile de pierderi în maşinile electrice (exclusiv pierderile din aparate şi dispozitive auxiliare)

Denumirea	Componenţa şi explicaţii		Proporţionale cu:
Pierderi constante (P_c)	Pierderi în fier	Histerezis magnetic	$B_m^k \cdot f$ $k=1,6\ldots2$
		Curenţi turbionari	$B_m^2 d^2 f^2$
	Pierderi mecanice (prin frecare)	Ventilaţie	Ω^x $x=1\ldots3$
		În lagăre	
		Perii	
Pierderi variabile $P_v=R_eI^2$	Pierderi Joule	Rezistenţele înfăşurării rotorice şi statorice	R_eI^2
		Rezistenţele de contact perii-colector	$\Delta U \cdot I$

Legendă: B_m — amplitudinea inducţiei magnetice în miezul feromagnetic:
Ω — viteza unghiulară de rotaţie; R_e — rezistenţa activă echivalentă;
I — curent efectiv; ΔU — căderea de tensiune perii colector;
f — frecvenţa; d — grosimea tolei.

Prin *supratemperatură* sau *încălzirea* ϑ a unui punct din maşina electrică vom înţelege, în cele ce urmează, diferenţa dintre temperatura absolută ϑ_m a acestuia şi temperatura absolută a mediului de răcire ϑ_a:

$$\vartheta = \vartheta_m - \vartheta_a. \tag{9.1}$$

Depăşirea anumitor supratemperaturi limită, în regim continuu, afectează în primul rînd materialele electroizolante ale înfăşurărilor (v. § 1.6), modificînd structura lor chimică şi fizică, cu consecinţe negative asupra proprietăţilor izolante şi mecanice. Supratemperaturile *maxim admisibile* ϑ_{adm} în funcţionarea maşinilor electrice, pentru diferitele clase de izolaţie, sînt date în tabelul 9.10, conform STAS 1893-72, corespunzător condiţiilor normale de altitudine şi temperatură ale mediului de răcire.

În scopul determinării variaţiei temporale $\vartheta(t)$ a supratemperaturii (încălzirii) maşinii, din timpul *proceselor tranzitorii termice* de încălzire şi răcire, vom introduce următoarele ipoteze:

a) considerarea maşinii ca un corp omogen şi izotrop, de conductivitate termică infinită (aceeaşi temperatură simultană în orice punct);

b) puterea totală de pierderi este constantă în intervalul temporal studiat $p=\text{const.}$;

Tabelul 9.10

Supratemperaturile admisibile la mașinile răcite cu aer

Nr. crt.	Organul mașinii	Clasa de izolație														
		A			E			B			F			H		
		Valori în °C ale supratemperaturii măsurate														
		term.	rezistență	I.I.T.	term.	rezistență	I.I.T.	term.	rezistență	I.I.T.	term.	rezistență	I.I.T.	term.	rezistență	I.I.T.
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
1	Înfășurări de c.a. a mașinilor cu P ≥ ≥ 5 000 kW la care lung. miez axial > 1 m l. T. se poate aplica la puteri ≥ ≥ 5 000 kW sau la care au lungimea miezului axial sub 1 m	—	60	60*	—	70	70*	—	80	80*	—	100	100*	—	125	125*
2a	Înfășurări de c.a. a mașinilor cu P ≥ ≥ 5 000 kW cu miez axial sub 1 m; înfăș. de excit. în c.c. a mașin. diferite de pct. 3 și 4.	50*	60	—	55*	75	—	70*	80	—	85*	100	—	105*	125	—
b	Înfășurări a indusului															
c	legate la colectoare															
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
3	Înfășurări de excitație în c.c. a turbomașinilor	—	—	—	—	—	—	—	90	—	—	110	—	—	—	—
4a	Înfăș. de excit. rezistență mică cu înfăș. compensație	60	60	—	75	75	—	80	80	—	100	100	—	125	125	—

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
b	înfăș. un strat suprafața neizolată	65	65	—	80	80	—	90	90	—	110	110	—	135	135	—
5	Înfăș. izolate continuu închise asupra lor	60	—	—	75	—	—	80	—	—	100	—	—	125	—	—
6	Înfăș. neizolate continuu închise asupra lor	Încălzirile acestor părți nu trebuie să atingă valori ce pot deteriora materialul izolant învecinat														
7	Miez magnetic ce nu e în contact cu înfăș.															
8	Miez magnetic în contact cu înfăș.	60	—	—	75	—	—	80	—	—	100	—	—	125	—	—
9	Colectoare și inele protejate sau nu.	60	—	—	75	—	—	80	—	—	90**	—	—	*** 100	—	—

Observații :

Indicator intern de temperatură →I.I.T.

* Trebuie să fie efectuată o corecție la înfăș. de c.a. de înaltă tensiune, cu izolație plină, cu tensiunea nominală → 11 000 V ; valorile supratemperaturilor măsurate cu termometrul se vor reduce cu 1,5° C ; la măsurări cu I.I.T. valorile se reduc cu 1°C pt. fiecare interval de 1000 pînă la 17 000 V ; peste 17 000 V se face reducere de 0,5° C pt. fiecare interval de 1 000 V la măsurare cu termometru sau I.I.T.

c) cedarea de căldură mediului de răcire are loc prin *convecție*, puterea termică cedată în exterior fiind proporțională cu încălzirea :

$$p_{conv.} = A\vartheta, \tag{9.2}$$

unde A este capacitatea de cedare a căldurii.

În intervalul de timp infinitezimal dt, din cantitatea de căldură degajată de mașină pdt o parte, $p_{conv}\,dt = A\vartheta\,dt$, se cedează agentului de răcire, iar altă parte, $Cd\vartheta$, se acumulează în mașină (C — capacitatea termică a mașinii), ducînd la creșterea încălzirii acesteia cu cantitatea infinitezimală $d\vartheta$:

$$pdt = A\vartheta dt + Cd\vartheta. \tag{9.3}$$

Împărțind ecuația (9.3) cu Adt se obține ecuația **diferențială** :

$$T\,(d\vartheta/dt) + \vartheta = \vartheta_f, \tag{9.4}$$

în care constantele T și ϑ_f au următoarele semnificații :

$T = C/A$, avînd dimensiunile unui timp, este o *constantă termică de timp* : $\vartheta_f = p/A$, are dimensiuni de supratemperatură, reprezentînd supra-

temperatura limită finală, de regim termic staționar, atinsă la $t \to \infty$, cînd puterea cedată prin convecție egalează puterea totală de pierderi $p_{conv} = A\vartheta_f = p$, și deci $d\vartheta = 0$.

Soluția ecuației diferențiale (9.4) este :

$$\vartheta = Ke^{-t/T} + \vartheta_f, \tag{9.5}$$

în care constanta de integrare K se determină punînd condiția ca la $t=0$, începutul procesului tranzitoriu termic studiat, încălzirea inițială a mașinii să fie $\vartheta = \vartheta_i$. Rezultă : $K = \vartheta_i - \vartheta_f$, cu care soluția generală, de regim termic tranzitoriu (9.5), devine :

$$\vartheta = (\vartheta_i - \vartheta_f)\, e^{-t/T} + \vartheta_f. \tag{9.6}$$

Conform relației (9.6) supratemperatura ν va crește, mașina încălzindu-se, sau va scădea, mașina răcindu-se, după cum valoarea sa inițială ϑ_i este mai mică, sau mai mare, decît valoarea finală ϑ_f corespunzătoare puterii de pierderi p degajate, în mod constant, în mașină.

Variația în timp a supratemperaturii $\vartheta\,(t)$ este reprezentată grafic în figura 9.3. pentru cazurile : 1) $\vartheta_i = 0$, $\vartheta_f > 0$ — încălzire plecînd de la starea „rece" a mașinii — ; 2) $\vartheta_i \neq 0$, $\vartheta_i < \vartheta_f$ — încălzire plecînd de la starea inițială „caldă" a mașinii ; și în figura 9.4. pentru cazurile : 1) $\vartheta_i \neq 0, \vartheta_f = 0$ — răcire pînă la starea rece, prin deconectarea motorului de la rețea, — 2) $\vartheta_i \neq 0, \vartheta_i > \vartheta_f \neq 0$ — răcire incompletă, pînă la $\vartheta_f \neq 0$, prin diminuarea sarcinii motorului.

Constanta termică de timp $T = C/A$ crește cu dimensiunile liniare ale mașinii, deoarece capacitatea termică C este proporțională cu masa (și deci și cu volumul) mașinii, iar capacitatea de cedare a căldurii A crește numai cu suprafața de răcire a mașinii. La aceeași masă a mașinii (C=const.), constanta termică de timp va fi puternic influențată de intensitatea răcirii, scăzînd mult la mașinile puternic ventilate și crescînd la mașinile închise (capsulate) și neventilate, după cum rezultă și din tabelul 9.11.

Dacă, în decursul diferitelor procese termice tranzitorii, nu se schimbă condițiile de răcire constanta termică de timp rămîne neschimbată (de

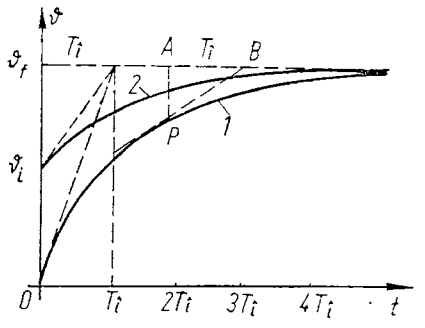


Fig. 9.3. Graficele supratemperaturii în procese termice tranzitorii de încălzire $\vartheta\,(t)$:
1 — cazul $\vartheta_i = 0$; 2 — cazul $\vartheta_i > 0$; ($AB = T_i$ — constanta termică de timp la încălzire).

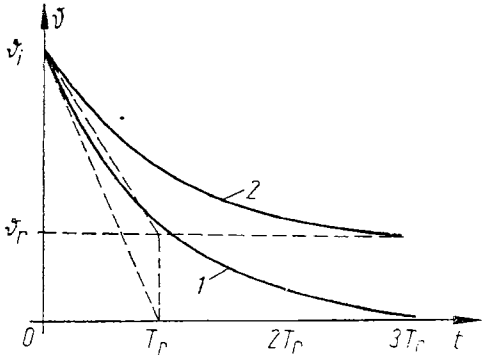


Fig. 9.4. Graficele supratemperaturii $\nu\,(t)$ în procese tranzitorii termice de răcire :
1 — cazul $\vartheta_f = 0$; 2 — cazul $\vartheta_f > 0$; (T_r — constanta termică de timp la răcire).

exemplu la variații de sarcină ale unui motor autoventilat cu caracteristică mecanică rigidă, sau la mașinile cu ventilație exterioară independentă). Schimbarea condițiilor de ventilație, la decuplarea de la rețea a motoarelor autoventilate, determină modificarea (scăderea) capacității de cedare a căldurii în timpul răcirii (repausului) A_r, în comparație cu valoarea acesteia A_i din timpul încălzirii (funcționării). În consecință constanta termică de timp *la răcire* $T_r = C/A_r$ este în general mai mare decît constanta termică de timp la încălzire $T_i = C/A_i$, valorile raportului subunitar $\beta = T_i/T_r$ pentru diferite tipuri de protecție și ventilație fiind date în tabelul 9.12.

Tabelul 9.11

Constanta termică de timp la încălzire pentru diferite mașini electrice [minute].

Tipul constructiv al mașinii	Constanța termică de timp T_i
Mașini cu ventilație forțată	35...95
Mașini asincrone cu rot. bob. diametrul rotoric 160...600	25...90
Motoare asincrone în scurt cu autoventilație diam. rot. 105...140	11...22
Motoare de curent continuu cu diametru rotoric 160...600	25...90
Mașini mici capsulate	120...300
Mașini deschise diam. rot. 600...2 000 cu autoventilație	90...150
Mașini capsulate 400...660	210...300

Și în cazul proceselor tranzitorii termice, valoarea constantei de timp termice reprezintă o măsură a rapidității cu care se desfășoară acestea. Graficele din figurile 9.3 și 9.4, precum și expresiile analitice corespunzătoare (de tipul relației 9.6) atestă faptul că regimul termic staționar $\vartheta = \vartheta_f$) se atinge, cu o abatere mai mică de $\pm 2\%$, după un timp, la menținerea constantă a puterii totale de pierderi, egal sau mai mare decît $4T$.

Tabelul 9.12

Coeficientul $\beta = T_i / T_r$ pentru unele tipuri de motoare electrice

Tipul motorului	β
protejat, cu ventilație interioară proprie	0,25...0,35
închis cu ventilație exterioară proprie	0,45...0,55
închis, cu ventilație independentă	0,95...1
închis, fără ventilație	0,95...0,98

Se poate demonstra cu ușurință că, acceptînd variația exponențială (9.6) — respectiv graficele 9.3, 9.4 — valoarea constantei termice de timp T_i (sau T_r) rezultă ca valoare (unități de timp) a lungimii subtangentei AB, construită în orice punct P al curbei $\vartheta(t)$, pe asimptota $\vartheta = \vartheta_f$.

Pentru integrarea ecuației diferențiale a încălzirii (9.4), în cazul în care membrul drept al acesteia *nu este constant,* fiind o funcție oarecare de timp $\vartheta_f(t) = p(t)/A = \text{const.}$, se poate recurge la aproximarea graficului real $p(t)$ printr-un grafic în trepte rectangulare, cu valori constante

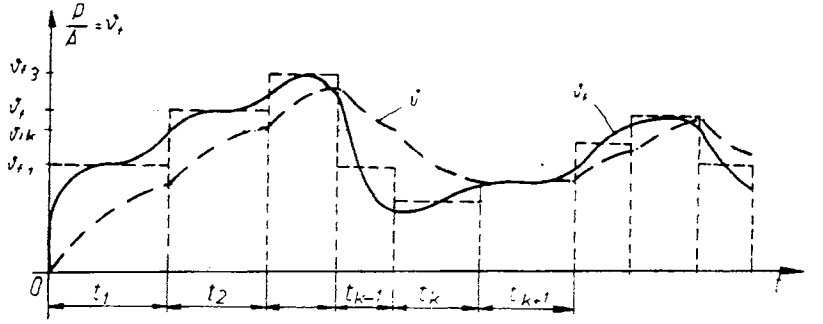


Fig. 9.5. Grafic $\vartheta_f\,(t)=p\,(t)/A$ — oarecare, aproximat cu un grafic în trepte rectangulare (linie întreruptă) și graficul încălzirii $\vartheta(t)$ (linie punctată).

$p=p_k$ pe diferitele intervale de timp t_k (fig. 9.5). Luînd originea de timp la începutul fiecărui interval de timp t_k, soluția $\vartheta_k(t)$ este dată de o expresie de forma (9.6), cu modificările : $\vartheta_f=\vartheta_{fk}=p_k/A$ și $\vartheta_i=\vartheta_{ik}=\vartheta_{k-1}\,(t_{k-1})$. Pentru o diagramă de pierderi $p(t)$ cu variație *periodică*, după expirarea unui anumit timp ($t\geqslant 4T$), se va instala regimul tranzitoriu termic *stabilizat* graficul $\vartheta(t)$ devenind și el periodic (fig. 9.6).

Pentru valori mici ale duratei ciclului $t_c \ll 4T$ oscilația încălzirii $\vartheta(t)$ în jurul valorii sale medii $\tilde{\vartheta}$ este practic neglijabilă încît $\vartheta_{max}\approx\tilde{\vartheta}$. În aceleași condiții ($t\ll 4T$) se poate demonstra că $\tilde{\vartheta}=\tilde{p}/A$, adică încălzirea medie corespunzătoare graficului real de pierderi ($\tilde{\vartheta}$) este egală cu valoarea limită finală ($\tilde{p}/A$) a încălzirii corespunzătoare unui grafic de pierderi constant și de valoare $\tilde{p}=(1/t_c)\int_0^{t_c} p(t)\cdot dt$ (valoarea medie a puterilor reale de pierderi). Deci aproximativ

$$\vartheta_{max}=\tilde{\vartheta}=\tilde{p}/A. \tag{9.7}$$

În încheiere precizăm că *studiul încălzirii* mașinilor electrice se face, mai ales la *proiectarea* acestora, după o dimensionare prealabilă a înfășu-

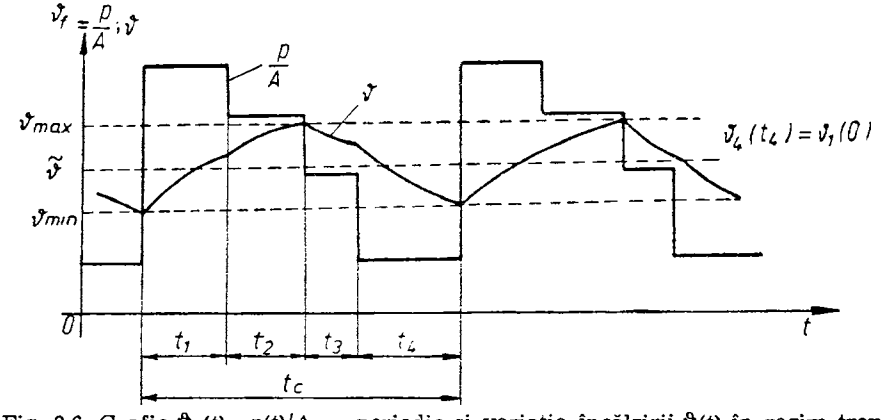


Fig. 9.6. Grafic $\vartheta_f(t)=p(t)/A$ — periodic și variația încălzirii $\vartheta(t)$ în regim tranzitoriu termic stabilizat : pentru $t_c\ll 4T\rightarrow\vartheta_{max}\cong\tilde{\vartheta}=p/A$.

rărilor, circuitului magnetic și sistemului de răcire, cu scopul de a verifica inegalitatea :

$$\vartheta_{max} \leqslant \vartheta_{adm}, \tag{9.8}$$

cît mai aproape de *egalitate*. Pentru cazurile *practice* de alegere a puterii motoarelor electrice de acționare verificarea termică (9.8) este prea greoaie necesitînd cunoașterea constantelor T, A precum și calcule laborioase pentru integrarea ecuației diferențiale a încălzirii. Se va recurge la metode mai expeditive, (prezentate în paragrafele ce urmează), bazate pe relația (9.7), pe observația că la proiectare se impune condiția :

$$\vartheta_{adm} = p_n / A, \tag{9.9}$$

și pe condiționarea puterii totale de pierderi p de către : puterea utilă la arbore P și randamentul η ; sau de cuplul electromagnetic M (determinat de cuplul de sarcină M_s și cel dinamic M_d), viteză unghiulară Ω și randament η, conform relațiilor (9.10) :

$$p(t) = \frac{P(t)\,(1-\eta)}{\eta} = \frac{M(t)\,\Omega(t)\,(1-\eta)}{\eta} = \frac{[M_s(t)+M_d(t)]\,\Omega(t)\,(1-\eta)}{\eta}. \tag{9.10}$$

Notînd cu R_e suma rezistențelor unui motor electric raportate la o înfășurare principală și cu I curentul din această înfășurare, expresia puterii totale de pierderi (vezi tabelul 9.9) devine : $p = p_c + R_e I^2$.

La mașinile de curent continuu cu excitație independentă (derivație), mașinile asincrone încărcate în apropierea puterii nominale și mașinile sincrone cu factor de putere apropiat de unitate, între cuplul electromagnetic M și curentul I, respectiv puterea utilă P și curentul I există dependențe liniare. Ținînd seama de acest lucru și notînd cu $p_{vn} = R_e I_n^2$, puterea nominală de pierderi variabile, rezultă succesiv următoarele expresii ale puterii totale de pierderi ;

$$p = p_c + p_{vn}\frac{I^2}{I_n^2} = p_c + p_{vn}\frac{M^2}{M_n^2} = p_c + p_{vn}\frac{P^2}{P_n^2} = p_{vn}\cdot(a+x^2), \tag{9.11}$$

unde $a = p_c / p_{vn}$ este raportul pierderilor constante la cele variabile nominale, iar $x = I/I_n = M/M_n = P/P_n$ este gradul de încărcare al motorului (în curent, cuplu, putere utilă).

Observăm că verificarea inegalității (9.8), între supratemperaturi, se va putea reduce în practică la verificarea unei inegalități între puteri de pierderi, puteri utile, curenți sau cupluri, ultimele trei mărimi fiind mai ușor determinabile decît supratemperatura, respectiv puterea de pierderi.

9.5. SERVICII DE FUNCȚIONARE

Regimul de funcționare al unei mașini electrice este dat prin precizarea valorilor numerice ale ansamblului de mărimi electrice și mecanice (I, M, P, p, Ω) ce caracterizează funcționarea mașinii la un moment dat. *Regimul nominal* este dat de valorile nominale ale mărimilor caracteristice (I_n, M_n, P_n, p_n, Ω_n), iar regimul de *mers în gol* este caracterizat de puterea utilă nulă $P = 0$ și de valori numerice bine precizate I_0, M_0, p_0, Ω_0. *Serviciul* este precizat prin indicarea succesiunii și duratei de menținere a

regimurilor (inclusiv mersul în gol și repausul). *Serviciul tip* este un serviciu de funcționare convențională, caracterizat printr-o succesiune standardizată de regimuri specifice. *Serviciul nominal tip* este stabilit de producător, fiind marcat pe plăcuța indicatoare a mașinii cu majuscula S, urmată de o cifră de la 1 la 8, (pentru cele opt servicii standardizate în STAS 1893-78), specificîndu-se ordinea și durata de menținere a unor regimuri bine precizate, la care mașina corespunde integral din punct de vedere electric, mecanic și termic. Cele opt servicii tip, S1 ... S8 standardizate, corespund celor mai frecvente servicii impuse, în practică, de mașinile de lucru (prin natura procesului tehnologic și productivitatea cerută) motorului electric de acționare.

Deoarece succesiunea în timp și durata de menținere (comparativ cu timpul $4T$ — necesar pentru atingerea regimului termic staționar), a diferitelor regimuri de funcționare (pornire — t_d, funcționare cu sarcină constantă — t_a, frînare electrică — t_f, mers în gol — t_0, repaus — motor deconectat — t_p), sînt strîns legate de *regimul termic* al mașinii, în figurile 9.7 ... 9.14 s-a redat variația în timp numai, pentru cele mai reprezentative mărimi (ce influențează procesele termice) : puterea totală de pierderi $p(t)$, viteza unghiulară $\Omega(t)$ și încălzirea $\vartheta(t)$. Puterea totală de pierderi $p(t)$ este constantă în intervalele de timp t_a (sarcină constantă) și t_0 (mers în gol), fiind nulă în intervalele de pauză (repaus) t_p. Graficul $p(t)$ prezintă vîrfuri importante în timpul proceselor tranzitorii electromecanice, *prelungite*, de pornire (t_d) și frînare *electrică* (t_f) din cadrul serviciilor tip S4, S5, S7, S8. Mărirea puterii totale de pierderi (peste valoarea de regim staționar) este datorată componentei sale variabile $p\vartheta$, puternic influențată de curentul de regim tranzitoriu (mai mare decît cel staționar), cu atît mai mult cu cît momentul de inerție axial al acționării este mai important. În cazul serviciilor S1, S2, S3, S6, motorul nu este frînat electric, iar durata pornirii este neglijabilă în comparație cu durata activă de lucru, (cantitatea de căldură degajată în timpul pornirii fiind impusă a fi sub 10% din cea corespunzătoare întregului ciclu). Inerția sistemului de acționare se precizează prin indicarea valorii *factorului de inerție* $FI = J_{motor+sarcină}/J_{motor}$ sau a *constantei acumulării energiei cinetice* H (pentru motor și pentru sarcină). Constanta H reprezintă raportul dintre energia cinetică acumulată în rotor — la turația nominală — și puterea aparentă nominală.

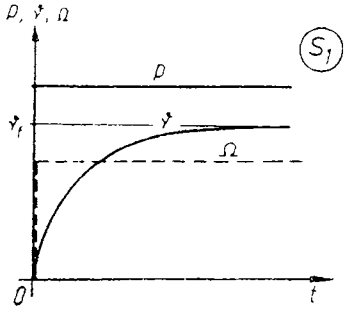


Fig. 9.7. Serviciul continuu — S1 : $t_a \gg 4T$; P, p, Ω constante ; se atinge încălzirea finală ϑ_f.

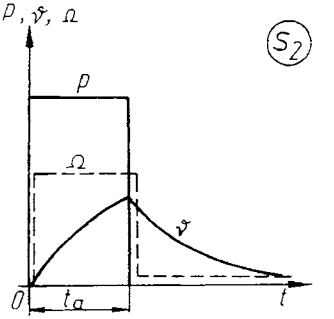


Fig. 9.8. Serviciul de scurtă durată — S2 ; în intervalul $t \ll 4T$, mărimile P, p, Ω sînt constante, iar în intervalul de pauză t_p (nelimitat) acestea sînt nule ; $\vartheta_{max} < \vartheta_f$; $\vartheta_{min} = 0$.

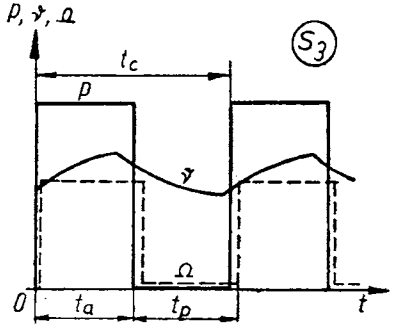


Fig. 9.9. Serviciul intermitent periodic — S3 ; $t_c \ll 4T$; în intervalul t_a mărimile P, p Ω sînt constante, iar în intervalul t_p sînt nule ; $\vartheta_{max} < \vartheta_f$; $\vartheta_{min} > 0$.

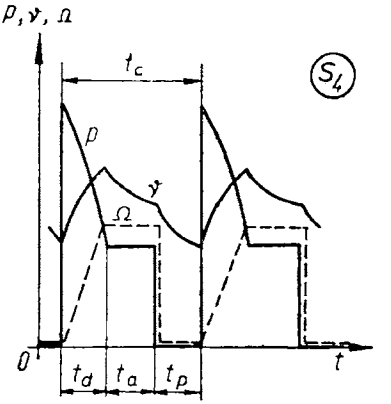


Fig. 9.10. Serviciul intermitent periodic cu durată de pornire — S4 ; condiții identice ca în S3, dar în intervalul de pornire t_d puterea totală de pierderi depășește puterea de pierderi corespunzătoare intervalului t_a de sarcină constantă, $p_d > p_a$

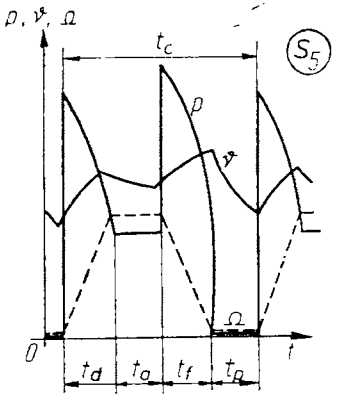


Fig. 9.11. Serviciul intermitent periodic cu durată de pornire și de frînare electrică — S5, condiții identice ca în S4, iar în plus apare majorarea puterii de pierderi în intervalul de frînare electrică t_f.

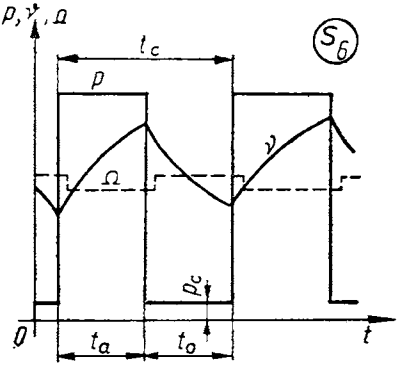


Fig. 9.12. Serviciul neîntrerupt cu sarcină intermitentă periodic — S6 ; în intervalul de sarcină t_a mărimile P, p, Ω sînt constante ; în intervalul t_o — de mers în gol — $P=0$, $p=p_c$, $\Omega=\Omega_0$, durata ciclului $t_c \ll 4T$, $\vartheta_{max} < \vartheta_f$, $\vartheta_{min} > 0$.

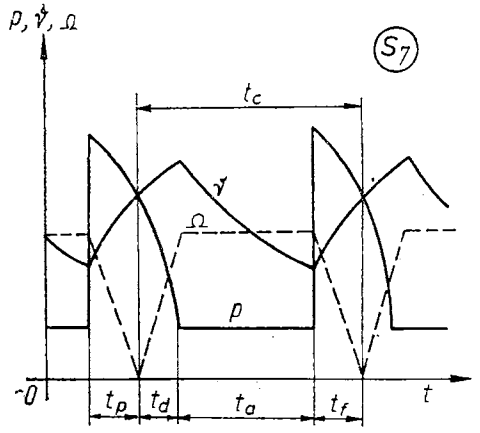


Fig. 9.13. Serviciul neîntrerupt cu frînări electrice periodice — S7; în intervalul t_a mărimile P, p, Ω sînt constante; în intervalele t_f, t_d (de frînare electrică și de pornire) puterea totală de pierderi depășește valoarea de regim constant $p_{fd} > p_a$; $t_c \ll 4T$; $\vartheta_{max} < \vartheta_f, \vartheta_{min} > 0$.

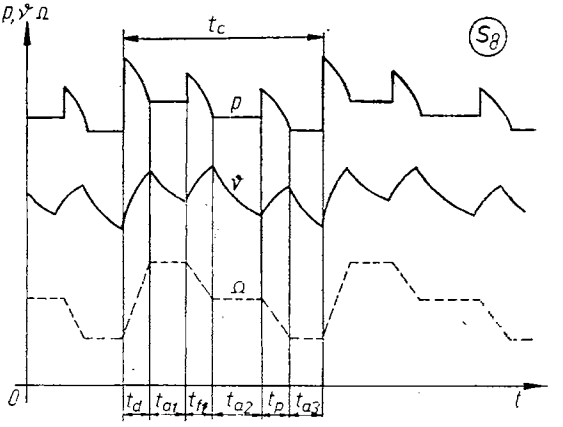


Fig. 9.14. Serviciul neîntrerupt cu modificare periodică de turație — S8; ciclul t_c se compune din intervale t_{a1}, t_{a2}... de diferite sarcini constante, la turații diferite, intercalate cu intervale de accelerare sau frînare electrică t_{d1}, t_{d2}...; t_{f1}, t_{f2}...; $t_c \ll 4T$; $\vartheta_{max} < \vartheta_f$; $\vartheta_{min} > 0$.

Serviciile tip S1 și S2 sînt aperiodice $\vartheta(t)$ atingînd, în timpul creșterii respectiv scăderii sale, valorile constante de regim termic staționar ϑ_f, respectiv $\vartheta = 0$, pe care le va menține apoi un timp nedeterminat. Serviciile S3 ... S8 sînt periodice, de perioadă (ciclu) $t_c \ll 4T$, caracterizate prin aceea că motorul electric funcționează în regim tranzitoriu termic stabilizat, fără a atinge supratemperaturile de regim staționar ϑ_f sau $0(\vartheta_f > \vartheta(t) > 0)$.

Nominalizarea unui anumit serviciu tip se face de către proiectant și constructor prin precizarea valorii numerice (nominale) a următoarelor mărimi sau parametri: a) puterea utilă din intervalele de sarcină constantă; b) durata funcționării în sarcină t_a; c) durata ciclului t_c; d) durata relativă de funcționare activă $DA = t'_a/t_c$ (unde t'_a include pe lîngă t_a și timpii t_d t_f); e) numărul de conectări pe oră (frecvența orară de conectare) f_{hc}; f) factorul de inerție FI; g) constanta acumulării energiei cinetice H.

Valorile standardizate ale parametrilor: t_c, f_{hc}, DA, t'_a sînt date în tabelul 9.13 (și orientativ valorile factorului de inerție FI). Valorile nominale ale puterii utile P_n în diverse servicii tip sînt date în standardele de produs ale fabricilor constructoare.

Cîteva exemple de notare a serviciilor nominale tip pe plăcuța indicatoare a motorului: S1; S2 60 min; S3 25%; S4 25% motor H2, sarcină H4 sau S4 25% motor H2, FI3; S5 40% motor H3, sarcină H9 sau S5 40% motor H3, FI4; S6 15%; S7 120 c/h motor H1, FI6; S8 240 c/h 25% motor H1, FI 10.

Încărcarea unui motor electric la puterea nominală, în condițiile nominale (t_a, t_c DA, f_{hc}, FI), ale serviciului nominal tip, pentru care a fost destinat prin proiectare și construcție, asigură în mod automat îndeplinirea condiției (9.8) ca $\vartheta_{max} \leqslant \vartheta_{adm}$. Utilizarea motorului în *alte condiții* (t_a, t_c, DA etc.) decît cele nominale, sau exploatarea în *alt serviciu*

Tabelul 9.13

Valorile nominale ale parametrilor t_c, f_{hc}, DA, t'_a, t_o, t_p

Serviciul / Parametrul	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
t_c [min]	(t_a^-)	$\overline{(\infty)}$	10 sau $60/f_{hc} \ll 4T$					
f_{hc} [cicli/oră]	—	—	6 sau 60, 90, 120, 240, 360, 480, 600					
$DA = \frac{t'_a}{t_c} 100$ [%]	$\overline{(100)}$	$\overline{(0)}$	15, 25, 40, 60					
$t'_a = \Sigma t_a + \Sigma t_d + \Sigma t_f$ [min]	nelimitat $t_a \gg 4T$	10, 30, 60, 90 $t_a \ll 4T$	$\frac{DA}{100} \cdot t_c \ll 4T$				t_c	t_o
t_o sau t_p [min]	—	$t_a \gg 4T$	$(t_c - t'_a) \ll 4T$				0	0
$Fi = I_{tot}/I_{mot}$	—	—	<2 (≈ 1)	$\gg 2$		—	$\gg 2$	
$\vartheta_{max}; \vartheta_{min}; \vartheta_{adm}$	$\vartheta_{max} = \vartheta_f$	$\vartheta_{max} < \vartheta_f$ $\vartheta_{min} = 0$	$\vartheta_{max} < \vartheta_f$ $\vartheta_{min} > 0$					

decît cel nominal tip, impune *recalcularea puterii sale nominale*. De fapt nu se recomandă (decît în caz de forță majoră) exploatarea unui motor în servicii mult diferite față de cel nominal tip, din cauza : utilizării neraționale a materialelor active, a diminuării randamentului și a limitărilor impuse de comutație (la mașinile de curent continuu).

9.6. ALEGEREA PUTERII MOTORULUI DE ACȚIONARE DIN PUNCT DE VEDERE AL ÎNCĂLZIRII (TERMIC)

Serviciul de funcționare al unei *mașini de lucru* este dat de așa-zisa „diagramă de sarcină", reprezentînd dependența grafică (sau analitică) a cuplului de sarcină în funcție de timp $M_s(t)$. Plecînd de la această diagramă, cunoscînd, în plus, cinematica acționării — viteze, accelerații — impusă de procesul tehnologic, apreciind momentul de inerție axial al sarcinii și cuplul corespunzător pierderilor mecanice din transmisie, rezultă, cu aproximație, cuplurile dinamice, duratele regimurilor electromecanice tranzitorii, precum și puterea mecanică cerută de sarcină.

Dacă succesiunea și duratele regimurilor tranzitorii și staționare *coincid* cu cele specifice unui anumit *serviciu tip* problema alegerii motorului electric de acționare se reduce la alegerea unui motor de putere nominală, (în serviciul tip respectiv), egală sau imediat superioară puterii cerute de sarcină. Cunoscînd caracteristica mecanică a motorului ales, posibilitățile lui concrete de a asigura cuplurile rezultante de accelerare și frînare, randamentul și momentul propriu de inerție, se pot determina,

mai exact, diagramele cuplului electromagnetic $M(t)$, puterii utile la arbore $P(t)$ și, cu ajutorul relațiilor (9.10), (9.11), a puterii totale de pierderi $p(t)$, fiind astfel posibilă o verificare mai exactă a încadrării funcționării motorului în serviciul tip adoptat.

Un exemplu semnificativ este încadrarea în *serviciul tip S1* a mașinilor de lucru care solicită, pe intervale mari de timp $t_a \gg 4\,T$, o putere mecanică P_s, uniformă, constantă sau puțin variabilă (20—30 %) în jurul unei valori medii. În acest caz puterea nominală a motorului electric de acționare se va alege, (din gama de puteri standardizate pentru serviciul S1), egală sau imediat superioară puterii P_s, cerută de sarcină, fără a mai fi necesară o verificare termică suplimentară.

Pentru toate serviciile de funcționare este necesar a se verifica dacă *condițiile de mediu* (definite în subcapitolul 9.3) sînt cele *normale*. Dacă altitudinea de exploatare și temperatura mediului se abat de la valorile normale, se vor aduce corecții puterii nominale sau încălzirii admisibile a motorului ales, după cum urmează :

a) pentru *temperaturi* ale mediului ambiant mai mari de +40 °C puterea nominală P_n a motorului va fi micșorată prin înmulțire cu un factor subunitar γ ; $P_n' = \gamma P_n$; valorile lui γ fiind determinabile aproximativ cu relația :

$$\gamma = \sqrt{1 - \Delta\vartheta\,(1+a)/\vartheta_{adm}} \qquad (9.12)$$

unde : $\Delta\vartheta = \vartheta_a - 40$ °C, iar constanta a are semnificația din relația (9.11) luînd valorile din tabelul 9.14.

b) pentru *altitudini* mai mari de 1 000 m (la $\vartheta_a < +40$ °C), din valorile încălzirii maxim admisibile ϑ_{adm} se va scădea cantitatea : $K(H - 1\,000)/1\,000$, în care H este altitudinea locului de utilizare în metri, iar coeficientul de corecție K are valorile din tabelul 9.15.

În cazul în care serviciul mașinii de lucru nu se încadrează în nici un serviciu tip, motorul de acționare se va alege dintr-un serviciu tip apropiat de cel real, pe baza echivalării termice ($\vartheta_{max} \leqslant \vartheta_{adm}$) a celor două servicii (real și tip), efectuată printr-una din metodele prezentate în continuare.

Tabelul 9.14

Valorile raportului $a = p_c/p_{vn}$ pentru diferite tipuri de motoare

Tipul motorului	$a = p_c/p_{vn}$
Asincron cu colivie simplă	0,5—1
Asincron de macara	0,45—0,6
De curent continuu cu excitație independentă	1—1,5
De curent continuu cu excitație în derivație	1—2
De curent continuu cu excitație serie	0,1—0,5

Observație. Valorile mai mici corespund puterilor nominale mai scăzute sau vitezelor nominale mai mici.

Tabelul 9.15

Valorile coeficientului K în funcție de clasa de izolație

	Clasa de izolație				
	A	E	B	F	H
K	0,6	0,7	0,8	1	1,25

Pentru cea mai generală situație, a unui grafic de sarcină $P_s(t)$ *oarecare, puternic variabil* și cu *intervale mari* de timp între variații, se va recurge la verificarea termică directă, $\vartheta_{max} \geqslant \vartheta_{adm}$, a unui motor de acționare (din serviciul S1), ales în prealabil, de o putere nominală P_n mai mare cu circa 30—80% decît puterea medie cerută de sarcina P_s, sau prin comparație cu alte utilaje similare. Cunoscînd datele motorului ales : $\eta(P)$, a, x, A, T se construiește dependența $p(t)$ — cu relațiile (9.10), (9.11) — apoi prin aproximarea ei cu un grafic în trepte rectangulare se determină încălzirile finale $\vartheta_{fk} = p_k/A$ și în final graficul $\vartheta(t)$. Dacă condiția $\vartheta_{max} \leqslant \vartheta_{adm}$ nu este satisfăcută se va alege un motor de putere nominală mai mare, refăcîndu-se verificarea termică.

9.6.1. METODA PIERDERILOR MEDII

Pentru grafice de sarcină, periodice, cu durata ciclului $t_c \ll 4T$ (mai ales dacă $t_c \leqslant 10$ minute), în regim termic stabilizat sînt valabile concluziile de la finele subcapitolului 9.4 : *a*) încălzirea maximă ϑ_{max} este aproximativ egală cu cea medie pe ciclu $\tilde{\vartheta}$; *b*) încălzirea medie poate fi considerată ca încălzire finală $(\tilde{p}/A)$, produsă de o putere de pierderi constantă (fictivă), egală cu puterea de pierderi medie pe ciclu $\tilde{p}$. Deci : $\vartheta_{max} \cong \tilde{\vartheta} = \tilde{p}/A$. Cum la proiectare se impune ca încălzirea finală, datorită pierderilor nominale $\vartheta_{fn} = p_n/A$, să fie egală cu încălzirea admisibilă, condiția $\vartheta_{max} \leqslant \vartheta_{adm}$ se transformă în condiția : $\vartheta_{max} \cong \tilde{\vartheta} = \tilde{p}/A \leqslant p_n/A = \vartheta_{adm}$, adică :

$$\tilde{p} \leqslant p_n. \tag{9.13}$$

Verificarea termică a motorului, (ales în prealabil ca în paragraful anterior, de putere nominală P_n, cu atît mai apropiată de valoarea medie a puterii cerute de sarcină $\tilde{P}_s$, cu cît graficul acesteia este mai puțin neregulat), se va face comparînd pierderile nominale p_n, ale motorului (în serviciul S1), cu puterea medie de pierderi $\tilde{p}$ a graficului real $p(t)$, în sensul satisfacerii relației (9.13).

Metoda pierderilor medii presupune cunoscut graficul $p(t)$ sau graficele $P(t)$, $\eta(P)$ (respectiv $a = p_c/p_{vn}$). Se poate aplica în cazurile în care condițiile de răcire nu se modifică în timp : motoare cu ventilație forțată independentă (în serviciile S3 ... S8), motoare autoventilate cu caracteristica mecanică rigidă (în serviciul S6). Pentru motoarele autoventilate, funcționînd în serviciile S3, S4, S5, S7, S8, modificarea condițiilor de răcire în intervalele t_d, t_f, t_p (fig. 9.7 ... 9.14) impune aplicarea metodei cu corecții, în sensul majorării puterii medii de pierderi reale $\tilde{p}$, respectiv a diminuării duratei ciclului t_c.

Făcînd uz de prima din egalitățile (9.11), verificarea condiției (9.13) furnizează, succesiv, inegalitățile :

$$\tilde{p} = \frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} p\,dt = \frac{1}{t_c}\int_0^{t_c}\left(p_c + p_{vn}\frac{I^2}{I_n^2}\right)dt \leqslant p_n = p_c + p_{vn};$$

$$\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c}\frac{I^2}{I_n^2}\,dt \leqslant 1; \quad \frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} I^2\,dt \leqslant I_n^2. \tag{9.14}$$

Notînd cu I_e valoarea medie pătratică a curentului real $I(t)$, expresia din stînga ultimei inegalități — 9.14 —, și identificînd-o cu valoarea constantă a unui *curent*, fictiv, *echivalent* graficului real $I(t)$, din punct de vedere termic, rezultă inegalitatea :

$$I_e \leqslant I_n \tag{9.15}$$

drept condiție de alegere corectă a motorului de acționare.

Utilizînd următoarele două expresii (9.11) rezultă, în mod similar, expresiile *cuplului electromagnetic echivalent* M_e *și puterii utile echivalente* P_e :

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} M^2(t)\,dt}; \qquad P_e = \sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} P^2(t)\,dt}, \tag{9.16}$$

și apoi condițiile de dimensionare termică :

$$M_e \leqslant M_n \text{ respectiv } P_e \leqslant P_n. \tag{9.17}$$

unde indicele n indică o mărime nominală.

Graficele (funcțiile) $M(t)$ și $P(t)$ rezultă din cele ale cuplului de sarcină $M_s(t)$, vitezei unghiulare $\Omega(t)$ și cuplului dinamic $M_d(t) = Jd\Omega/dt$, obținute din studiul regimurilor tranzitorii mecanice.

Neglijarea proceselor tranzitorii electromecanice permite identificarea cuplului electromagnetic cu cel de sarcină $M(t) = M_s(t)$ și a puterii utile cu cea de sarcină $P(t) = P_s(t)$.

Metoda mărimilor echivalente are aceleași limitări ca și metoda pierderilor medii (din care derivă) și în plus condiția ca pierderile „constante" p_c să fie într-adevăr constante (U, f, Ω constante sau puțin variabile). Neglijarea puterii de pierderi constante p_c (în comparație cu cele variabile $p_v = R_e I^2$) face metoda aplicabilă în serviciile tip periodice S3 ... S8.

9.6.3. DETERMINAREA PUTERII MOTOARELOR ÎN SERVICIILE S3 ȘI S6

În ipotezele : a) $p_c = 0$ ($p = p_v$) ; b) condiții de răcire identice în intervalele temporale t_a, t_p, t_0 (fig. 9.9, 9.12) graficul $P(t) = P_s(t)$ din figura 9.15, specific serviciului tip S3 corespunde și serviciului tip S6.

Metodica de reducere a unei sarcini periodic variabile (S3, S6) la o sarcină echivalentă, constantă în timp, și de alegere a motorului con-

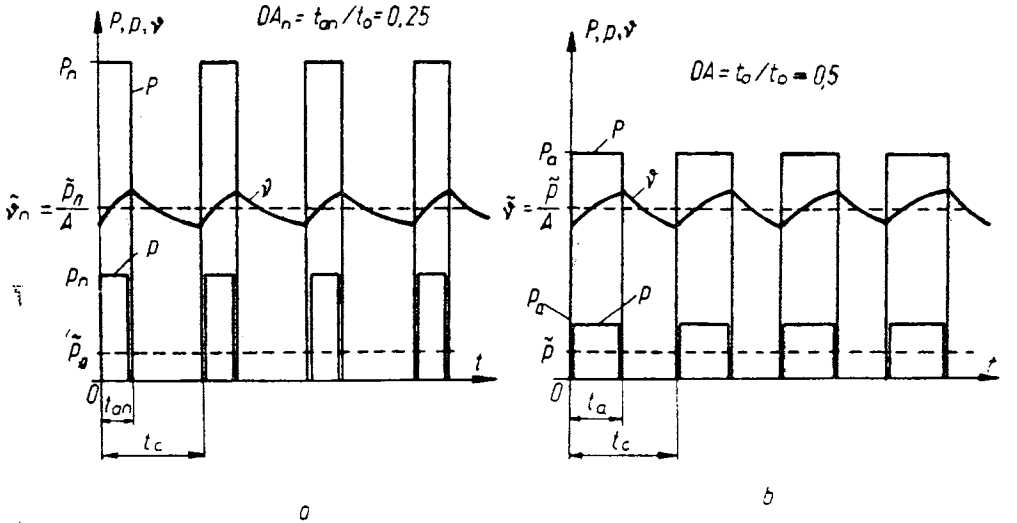


Fig. 9.15. Grafice de sarcină $P(t)$ şi ale puterii totale de pierderi $p(t)$, respectiv ale supratemperaturii $\vartheta(t)$, specifice serviciilor S3, S6 (în ipoteza $p_e = 0$); *a* — pentru un serviciu tip nominal $DA_n = 9{,}25$; *b* — pentru un serviciu tip cu $DA = DA_n$.

struit pentru serviciul S1, dar exploatat în S3, S6, este indicată în tabelul 9.16. Recalcularea, pentru un serviciu tip nominal (S3, S6), cu durata relativă de funcţionare activă DA_n, a puterii de sarcină, din acelaşi serviciu tip, dar de altă valoare DA, este redată în tabelul 9.17. Condiţia

Tabelul 9.16

Metodica de reducere a serviciilor S3, S6 la serviciul S1 şi de alegere a motorului electric de acţionare

Mărimea	Relaţia de calcul	Rezultatul	
METODA PIERDERILOR MEDII			
$\tilde{P}$	$\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} P(t)\,dt$	$P_a \frac{t_a}{t_c} = P_a DA$	
Se alege P_n	$P_n > \tilde{P}$	$k\tilde{P}$ { $K = 1{,}25 \ldots 2{,}5$ pt. $DA = 0{,}6 \ldots\ldots 0{,}15$	
η_n, η_a	Din dependenţa $\eta(P)$	$\eta_n,\ \eta_a$	
$p_n,\ p_a$	$\frac{P(1-\eta)}{\eta}$	$\frac{P_n(1-\eta_n)}{\eta_n};\ \frac{P_a(1-\eta_a)}{\eta_a}$	
$\tilde{p}$	$\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} p(t)dt$	$p_a \frac{t_a}{t_f} = p_a \cdot DA$	
Verificare $p_n, \tilde{p}$	$p_n \geqslant \tilde{p}$	$p_n \geqslant p_a DA$ ↗	da Motor bine ales
		$p_n \geqslant p_a DA$ ↘	nu se măreşte p_n şi se reia calculul.

Continuare tab. 9,16

Mărimea	Relația de calcul	Rezultatul
METODA PUTERII ECHIVALENTE		
p_e	$\sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} P^2(t)\,dt} = \sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_a} P_a^2\,dt}$	$P_a\sqrt{\frac{t_a}{t_c}} = P_a\sqrt{DA}$
Se alege P_n	$P_n \geq P_e$	$P_n \geq P_a\sqrt{DA_n}$

Tabelul 9.17

Metodica de echivalare termică a două servicii tip identice dar de parametri (DA) diferiți

Mărimea	Relația de calcul	Rezultatul	
METODA PIERDERILOR MEDII			
Se alege P_n	$P_n \lesssim P_a$	$P_n > P_a$ dacă $DA > DA_n$ $P_n < P_a$ dacă $DA < DA_n$	
η_n, η_a	Din dependența $\eta(P)$	η_n, η_a	
p_n, p_a	$\frac{P(1-\eta)}{\eta}$	$\frac{P_n(1-\eta_n)}{\eta_n}$; $\frac{P_a(1-\eta_a)}{\eta_a}$	
$\tilde{p}_n$, $\tilde{p}$	$\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} p\,(t)\,dt$	$p_n DA_n$, $p_a\ DA$	
Verificare $\tilde{p}_n, \tilde{p}$	$\tilde{p}_n \geq \tilde{p}$	$p_n \geq p_a \frac{DA}{DA_n}$ ↗	da Motor bine ales
		↘	nu se modifică p_a și se reia calculul
METODA PUTERII ECHIVALENTE			
p_{en}	$\sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} p^2\,dt} = \sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_{an}} p^2{}_n\,dt}$	$P_n\sqrt{DA_n}$	
p_e	$\sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} p_a{}^2\,dt} = \sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_a} p^2{}_a\,dt}$	$P_a\sqrt{DA_n}$	
Se alege p_n	$p_{en} \geq p_e$	$P_n \geq P_a\sqrt{DA/DA_n}$	

de echivalare termică a celor două servicii este ca puterea medie de pierderi $\tilde{p}_n$, în serviciul nominal tip al motorului (cu DA_n, P_n, p_n) să fie mai mare sau egală cu puterea medie de pierderi $\tilde{p}$, în serviciul sarcinii (DA, P_a, p_a), $p_n \geqslant \tilde{p}$ (a se vedea figura 9.15).

9.6.4. DETERMINAREA PUTERII MOTOARELOR ÎN SERVICIILE S4, S5, S7, S8

Serviciile S4, S5, S7, S8 se caracterizează prin prezența unor intervale de timp t_d, t_f, de pornire și frînare electrică, în decursul cărora în motor se dezvoltă energii de pierderi variabile suplimentare.

Energiile de pierderi variabile pe ciclu, pentru motorul de curent continuu $W_{v.c.c.}$ și pentru cel asincron $W_{v.as.}$ se calculează cu relațiile :

$$W_{v.c.c.} = \int_0^{td,f} R_a i^2 \mathrm{d}t = \int_0^{td,f} p_{cua} \mathrm{d}t,$$

$$W_{v.as.} = 3\int_0^{td,f} (R_1 + R_2')\ i_2'^2\ \mathrm{d}t = \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) \int_0^{td,f} p_{cu2}\ \mathrm{d}t. \tag{9.18}$$

Puterile de pierderi în cuplul rotoric se pot calcula pentru ambele tipuri de mașini cu relația :

$$p_{cu} = m\,(\Omega_0 - \Omega) = m_s\,(\Omega_0 - \Omega) + J\,(\Omega_0 - \Omega)\,\mathrm{d}\Omega/\mathrm{d}t, \tag{9.19}$$

în care s-a ținut cont de expresia (7.28), a cuplului electromagnetic.

Expresiile (9.18) devin :

$$W_{v.c.c.} = \int_0^{td,f} m_s\,(\Omega_0 - \Omega)\,\mathrm{d}t + J\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} (\Omega_0 - \Omega)\,\mathrm{d}\Omega,$$

$$W_{v.a.s.} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) \int_0^{td,f} M_s\,(\Omega_0 - \Omega)\ \mathrm{d}t + \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) J \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} (\Omega_0 - \Omega)\mathrm{d}\Omega, \tag{9.20}$$

sau pentru motorul asincron cu $\Omega = \Omega_0\,(1 - s)$ și $\mathrm{d}\Omega = -\Omega_0\,\mathrm{d}s$:

$$W_{v.as.} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right)\Omega_0 \int_0^{td,f} m_s\, s\ \mathrm{d}t - \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) J\Omega_0^2 \int_{S1}^{S_2} s\ \mathrm{d}s. \tag{9.21}$$

Procesele tranzitorii electromecanice sînt însoțite de pierderi variabile de energie și în lipsa cuplului de sarcină ($M_s = 0$). Expresiile acestor energii pentru diverse procese tranzitorii (pornire, frînare, reversare — în gol —) sînt redate în tabelul 9.18.

Energia totală de pierderi pe ciclu W_c se obține adăugînd energiilor variabile (ariile hașurate înclinat în figura 9.16) corespunzătoare timpului de pornire (W_{vd}), respectiv timpului de frînare electrică (W_{vf}), ener-

Expresiile energiilor de pierderi variabile pentru diferite procese tranzitorii electromecanice

Natura procesului tranzitoriu \ Tip de motor	De curent continuu	Asincron
Pornire în gol: $M_s=0$ $\Omega_1=0$, $\Omega_2=\Omega_0$ $s_1=1$, $s_2=0$	$W_{vd}=\frac{J\Omega_0^2}{2}$	$W_{vd}=K\frac{J\Omega_0^2}{2}$
Frînare dinamică $\Omega_1=\Omega_0$, $\Omega_2=0$ $s_1=0$, $s_2=1$ $M_r=0$	$W_{vfd}=\frac{J\Omega_0^2}{2}$	$W_{vfd}=\frac{J\Omega_0^2}{2}$ (numai în rotor)
Frînare propriu-zisă prin contraconectare $\Omega_1=\Omega_0$, $\Omega_2=0$ $s_1=0$, $s_2=1$ $M_s=0$	$W_{vfc}=\frac{3J\Omega_0^2}{2}$	$W_{vfc}=3K\frac{J\Omega_0^2}{2}$
Reversare (frînare prin contraconectare urmată de pornire) (în gol $M_s=0$)	$W_{vr}=\frac{4J\Omega_0^2}{2}$	$W_{vr}=K\frac{4J\Omega_0^2}{2}$
Observaţii		$K=1+R_1/R_2'$

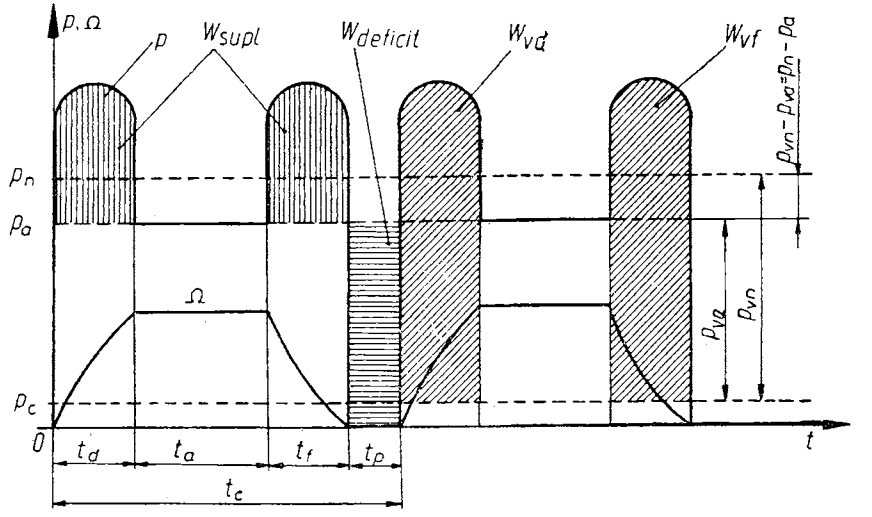


Fig. 9.16. Graficele puterii totale de pierderi $p(t)$ şi vitezei unghiulare Ω pentru servicii tip în care se iau în considerare pierderile variabile de energie datorate proceselor tranzitorii electromecanice.

gia de pierderi constante corespunzătoare acelorași intervale de timp t_d+t_f și energia totală de pierderi datorată sarcinii constante $p_a\,t_a = p_a\,(t_c-t_d-t_f-t_p)$:

$$W_c = W_{vd}+W_{vf}+p_c\,(t_d+t_f)+p_a\,[t_c-(t_d+t_f+t_p)]. \qquad (9.22)$$

Verificarea termică a unui motor de pierderi nominale p_n, în serviciul continuu S1, necesită satisfacerea condiției (9.13):

$$p_n \geqslant \tilde{p} = W_c/t_c. \qquad (9.23)$$

Se poate verifica și frecvența orară maximă de conectare $(f_{hc})_{max}$ exprimînd în relațiile (9.22), (9.23) durata t_c a ciclului în funcție de f_{hc}: $t_c = 3\,600/f_{hc}$. Rezultă:

$$f_{hc} \leqslant 3\,600\,\frac{p_{vn}-p_{va}}{W_{vd}+W_{vf}-p_{va}\,(t_d+t_f)-p_a t_p} = (f_{max})_{max}. \qquad (9.24)$$

Numărătorul expresiei (9.24) reprezintă rezerva de putere variabilă disponibilă pentru pierderi variabile suplimentare (J/oră), iar numitorul reprezintă diferența dintre energia de pierderi suplimentară W_{supl}, datorată regimurilor tranzitorii (aria haşurată vertical în figura 9.16) și deficitul de energie de pierderi $W_{deficit}$ pe durata repausului t_p (aria haşurată orizontal) (J/ciclu). Mărirea duratei de repaus t_p conduce la creșterea frecvenței orare maxime de conectare, care tinde spre infinit cînd $W_{supl} = W_{deficit}$ (serviciile S4, S5); micșorînd intervalul t_p spre zero valoarea lui $(f_{hc})_{max}$ atinge un minim (corespunzător serviciilor tip S7, S8).

Verificarea termică a motoarelor de același serviciu tip cu al sarcinii, dar de parametri nominali — t_{cn}, DA_n, FI_n — diferiți de cei corespunzători sarcinii — t_c, DA, FI — se face cu relația $p_n \geqslant \tilde{p}$, în care $p_n = W_{cn}/t_{cn}$ se calculează cu relațiile (9.20), (9.22), utilizînd pentru calculul energiilor de pierderi variabile valoarea nominală $J_n = FI_n J_{mot}$ a momentului de inerție axial total al acționării.

9.6.5. DETERMINAREA PUTERII MOTOARELOR ÎN SERVICIUL S2

Condiția de alegere corectă a unui motor din serviciul tip S1, pentru acționarea unei mașini de lucru cu diagrama de sarcină $P(t)$ din figura 9.17, specifică serviciului S2, este:

$$\vartheta_2(t_a) = \frac{p_a}{A}\left[1-\exp\left(-t_a/T_t\right)\right] \leqslant \vartheta_{adm} = \vartheta_{fn} = \frac{p_n}{A}, \qquad (9.25)$$

unde $p_{fn}/A = \vartheta$, $p_a/A = \vartheta_{fa}$ sînt încălziri finale ale curbelor $\vartheta_1(t)$ — la încărcarea nominală P_n —, respectiv $\vartheta_2(t)$ — la încărcarea P_a. Încălzirea finală nominală este impusă la proiectare a fi ϑ_{adm}.

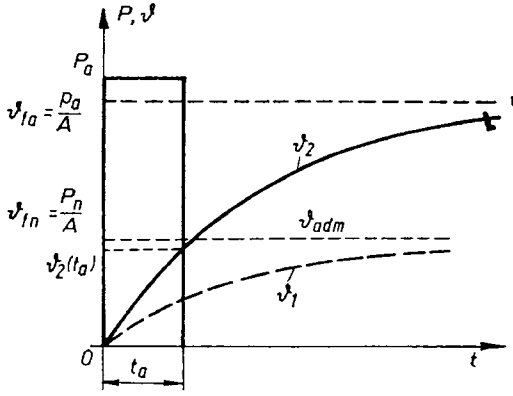


Fig. 9.17. Diagramă de sarcină $P(t)$ impusă de o mașină de lucru funcționînd în serviciul S2. Graficele încălzirilor $\vartheta_1(t)$ și $\vartheta_2(t)$ ale unui motor construit pentru serviciul S1, încărcat la puterea nominală P_n, respectiv la puterea sarcinii P_a.

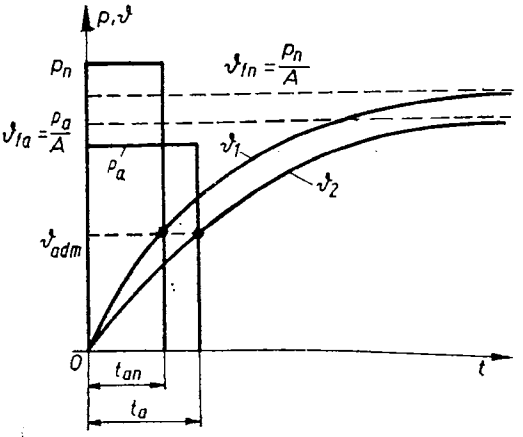


Fig. 9.18. Graficele puterii totale de pierderi $p(t)$ și a încălzirilor $\vartheta_1(t)$, $\vartheta_2(t)$ pentru un motor destinat serviciului S2, obținute într-un serviciu nominal cu $P=P_n$, $p=p_n$, t_n și într-un serviciu S2 oarecare cu $P=P_a$, $p=p_a$, t_a.

Notînd cu $\alpha_T=\vartheta_{fa}\ /\ \vartheta_2\ (t_a)=1/\ [1-\exp\ (-t_a/T_t)]>1$, coeficientul de suprasarcină termică, și utilizînd ultima expresie (9.11), inegalitatea (9.25) devine succesiv :

$$p_a\leqslant\alpha_T p_n\ ;\quad a+x^2\leqslant\alpha_T\ (a+1)\ ;\quad \text{cu } a=p_c/p_{vn} \text{ și } x=P_a/P_n.$$

Rezultă : $x\leqslant\sqrt{\alpha_T(a+1)-a}$, sau inegalitatea echivalentă :

$$P_n\geqslant P_a\frac{1}{\sqrt{\alpha_T\ (a+1)-a}}=P_a\sqrt{\frac{1-\exp\ (-t_a/T_t)}{1+a\exp\ (-t_a/T_t)}}\ , \tag{9.26}$$

care trebuie satisfăcută cît mai aproape de egalitate.

Dacă dispunem de motoare de serviciu tip S2 cu $t_{an}\neq t_a$ (ca în figura 9.18), impunînd condiția ca încălzirea la momentul t_a (motorul încărcat la puterea P_a) să fie mai mică sau egală cu încălzirea la momentul t_{an} (motorul încărcat la puterea nominală P_n) : $\vartheta_2\ (t_a)\leqslant\vartheta_1\ (t_{an})$, obținem o inegalitate între puterile totale de pierderi p_n și p_a și apoi, similar ca mai sus, între puterile utile P_n și P_a :

$$\vartheta_2\ (t_a)=\frac{p_a}{A}\left[[1-\exp\ (-t_a/T_t)\right]\leqslant\vartheta_{adm}=\vartheta_1(t_{an})=\frac{p_n}{A}\left[1-\exp(-(t_{an}/T_t)\right],$$

$$p_a\leqslant\alpha'_T p_n,\ \text{cu}\ \alpha'_T=\frac{1-\exp\ (-t_{an}/T_t)}{1-\exp\ (-t_a/T_t)}\ ,$$

$$P_n\geqslant P_a\frac{1}{\sqrt{\alpha'_T\ (a+1)-a}}\ . \tag{9.27}$$

9.7. VERIFICĂRI NETERMICE ÎN ALEGEREA MOTORULUI DE ACȚIONARE

După alegerea termică a puterii nominale, motorul electric de acționare trebuie verificat la : a)*suprasarcină mecanică* $M_{max}<\lambda M_n$; b) *la pornire* $M_{sp}<M_{p*}M_n$; c) *la suprasarcină după curent* $I_{max}<\lambda_I I_n$. Valo-

Tabelul 9.19

Cuplul de pornire relativ M_p^* și capacitățile de suprasarcină mecanică λ și după curent λ_I, (valori orientative)

Tipul motorului	Particularități	$M_p^* = \frac{M_p}{M_n}$	$\lambda = \frac{M_{cm}}{M_N}$	$\lambda_I = \frac{I_m}{I_N}$
Asincron trifazat	Colivie simplă pornire directă	0,6...0,7	1,6...2,2	
	colivie simplă pornire triunghi-stea	0,2—0,25	1,6...2,2	
	colivie cu bare înalte sau colivie dublă	1,1...1,5	1,8...2,7	
	Rotorul bobinat		2...2,5	
Sincron		0,2...0,3	2,5...3 în cazuri speciale 3...4	
De curent continuu	Excitație derivație	1,8...2,5	2...3	2...3
	Excitație mixtă		3,5...5	2,5...3
	Excitație serie	2,3...3	2,5...3,5	2...3
De curent alternativ cu colector			1,5...2	

rile orientative ale coeficienților λ, λ_I (capacitatea de suprasarcină mecanică $\lambda = M_m / M_n$, respectiv cea după curent $\lambda_I = I_{adm}/I_n$) și a cuplului de pornire relativ $M_{p*} = M_p/M_n$ sînt date în tabelul 9.19. Mărimile : M_m, M_p și I_{adm} sînt : cuplul critic (maxim) al motorului, cuplul de pornire al acestuia și curentul admisibil sub aspectul comutației (la mașinile de curent continuu). Cu M_{max}, I_{max} s-au notat cuplul electromagnetic maxim și curentul rotoric maxim (valorile lor fiind impuse de diagramele de sarcină), iar cu M_{sp} s-a notat cuplul static rezistent de pornire (cuplul de sarcină la viteză nulă).

Dacă inegalitățile menționate mai sus nu sînt satisfăcute este necesară majorarea puterii nominale a motorului, chiar dacă din punct de vedere al încălzirii acesta corespunde.

10.

ELEMENTE PRIVIND COMANDA AUTOMATĂ A ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

10.1. NOȚIUNI DE BAZĂ PRIVIND COMANDA AUTOMATĂ A ACȚIONĂRILOR ELECTRICE. ELEMENTE PRIVIND SCHEMELE ELECTRICE DE COMANDĂ AUTOMATĂ

10.1.1. NOȚIUNI DE BAZĂ PRIVIND COMANDA AUTOMATĂ A ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

Prin *comanda* unui sistem de acționare electrică se înțelege realizarea unui ansamblu de operații care fac ca valorile unei mărimi a motorului de acționare (turație, curent, cuplu) să depindă, în circuit deschis, după o lege prestabilită, de valorile unei mărimi independente de aceasta.

Reglarea stabilește o dependență, după o lege prestabilită, pentru valoarea unei mărimi a procesului tehnologic, atît în raport cu mărimile independente de proces cît și în raport cu mărimile care depind de proces, asigurînd reducerea influenței mărimilor perturbatoare asupra procesului.

Comanda și reglarea automată a sistemelor de acționare electrică se realizează cu ajutorul unor aparate și dispozitive interconectate, ce poartă numele de *instalație de automatizare* sau *dispozitiv de automatizare* [6 ; 10].

Automatica studiază metodele și mijloacele de stabilire a unor legături între diferite elemente și instalații din cadrul proceselor tehnologice, în vederea eliminării intervenției directe a omului în conducerea acestora.

Instalațiile de automatizare se pot clasifica după destinație astfel : a) *de control automat ;* b) *de protecție automată ;* c) *de comandă automată ;* d) *de reglare automată.*

Sistemele de comandă automată a acționărilor electrice cît și cele de reglare automată pot fi : *discrete* și *analogice,* dacă se are în vedere principiul de acțiune al acestora.

Principiul acțiunii discrete, frecvent întîlnit, în special, în sistemele de comandă automată, se bazează pe comutarea de la o stare la alta a mărimilor fizice susceptibile de a lua valori discrete (spre exemplu se consideră contactul electric, care poate avea două stări ; închis, cînd transmite semnal și deschis, cînd acesta nu poate fi transmis).

În funcție de modul cum se realizează succesiunea semnalelor, sistemele de comandă discretă sînt :

— sisteme de comandă *directă,* la care starea elementelor de execuție ale dispozitivului de comandă depinde de starea elementelor de comandă în acel moment. De exemplu, un contactor pentru pornire își închide contactele din circuitul de alimentare al motorului dacă este închis butonul de pornire ;

— sisteme de comandă *secvențială,* la care starea elementelor de execuție este dependentă nu numai de starea momentană a elementelor de comandă, ci și de stările anterioare ale unor elemente din sistem. De exemplu, dacă într-un circuit este montat un contact al unui releu temporizat, chiar dacă bobina releului este alimentată, prin circuit nu va trece curent, decît după ce s-a închis contactul releului temporizat ;

— sisteme de comandă *după program,* cînd succesiunea operațiilor se efectuează conform unui program obținut de la un dispozitiv de programare (benzi perforate, discuri feromagnetice, benzi feromagnetice etc.).

Din punct de vedere constructiv sistemele de comandă discrete se pot realiza cu elemente de comutație dinamică (relee, contactoare etc.) și cu elemente de comutație statică (tranzistoare, tiristoare etc.).

Între sistemele de comandă automată a acționărilor electrice un loc important îl ocupă sistemele de menținere automată, la apariția unor factori perturbatori, a mărimii de ieșire la o valoare constantă. În aceste sisteme de comandă automată, la o schimbare a mărimii de ieșire considerate (de exemplu, a turației în urma variației de sarcină), mărimea de intrare se modifică în așa fel încît să înlăture abaterea care a intervenit.

10.1.2. ELEMENTE PRIVIND SCHEMELE ELECTRICE DE COMANDĂ AUTOMATĂ

Reprezentarea grafică a tuturor elementelor componente (aparate electrice, mașini electrice, dispozitive de protecție și semnalizare etc.) ale unui dispozitiv de comandă și a legăturilor electrice dintre ele se numește *schemă electrică de comandă.* Reprezentarea pe scheme a echipamentelor se face prin semnele convenționale stabilite de standardele în vigoare : STAS 1590/1-71 ; 1590/2-71 ; 1590/4-71 ; 1590/5-71 ; 1590/6-71 ; 1590/7-71 ; 1590/8-71 ; 1590/9-71 ; 11381/2-80 ; 11381/6-80 ; 11381/25-80 ; 11381/-80. Aceste standarde trebuie utilizate împreună cu STAS 7070-74, care stabilește regulile pentru întocmirea documentației tehnice desenate a instalațiilor electrice și de automatizare.

Cunoașterea și interpretarea corespunzătoare a tuturor elementelor din care este compusă o schemă electrică este deosebit de importantă atît pentru faza de elaborare a acesteia, cît și pentru activitatea practică de montare și exploatare. Din acest motiv simbolizarea nu este necesară numai pe desene, ci și pe panouri, pupitre, aparate, mașini și borne, pentru a putea fi ușor corelate și identificate cu desenele.

Marcarea echipamentelor se face printr-un simbol literal, indicînd grupa din care acestea fac parte, conform tabelului 10.1.

Tabelul 10.1

Simboluri literale în schemele de acționări electrice (conform STAS 7070-74).

Grupa de aparate sau de mașini	Simbolul	Exemple
Întreruptoare	*a*	Separatoare, întreruptoare de putere, întreruptoare automate, controlere
Întreruptoare auxiliare	*b*	Întreruptoare de comandă, butoane de comandă, chei de comandă și separație, fișe
Contactoare	*c*	Contactoare de putere
Dispozitive de protecție	*e*	Siguranțe, declanșatoare, relee de protecție, relee de gaze (Buchholz), întreruptoare centrifuge.
Transformatoare de măsurat și traductoare	*f*	Transformatoare de măsură, șunturi și traductoare
Aparate de măsură	*g*	Ampermetre, voltmetre, debitmetre, termometre
Avertizoare luminoase și acustice	*h*	Avertizoare optice, relee cu clapetă, contoare numerice, sonerii, hupe
Condensatoare și bobine	*k*	Condensatoare de tot felul, reactanțe inductive și bobine de filtraj
Mașini electrice și transformatoare	*m*	Generatoare, motoare, convertizoare și transformatoare
Redresoare	*n*	Instalații și aparate redresoare
Tuburi semiconductoare și amplificatoare	*p*	Tuburi cu vid sau gaz, semiconductoare și amplificatoare.
Rezistoare	*r*	Rezistoare de pornire, de cîmp, de frînare.
Alte aparate mecanice de acționare cu servomotor	*s*	Robinete electromagnetice, robinete cu servomotor, cuplaje magnetice, electromagneți de ridicare
Dispozitive complexe	*u*	Dispozitive complexe formate din aparatele specificate în acest tabel. De exemplu : instalații de încercare, instalații de comandă, mutatoare, precum și toate părțile instalațiilor care nu sînt cuprinse în aparatele specificate în acest tabel.
Elemente logice	*y*	Elemente fundamentale ale sistemelor de comutație statică („TIMP", „NICI")
Armături mecanice diverse	*v*	Diverse robinete, vase de condensație sau separație, filtre de aer etc.

În cazul schemelor mai complexe simbolul literal se completează astfel :

— înaintea simbolului se trece o literă mare, care indică ansamblul de ordin superior din care acesta face parte și o cifră, reprezentînd simbolul subansamblului. Aceste două simboluri se despart prin liniuță ;

— după simbol se trec una sau mai multe cifre reprezentînd numărul de ordine al echipamentului în cadrul grupei din care acesta face parte.

Figura 10.1 ilustrează indicațiile de alcătuire a simbolului de marcare. De exemplu, notația *T-3c2* semnifică contactorul nr. 2 din dulapul

nr. 3 al tabloului de comandă *T*. Şirurile de cleme se marchează prin simbolul *L*, care se completează în caz de necesitate în mod asemănător. De exemplu, *3L2-7* semnifică clema nr. 7 din şirul de cleme nr. 2 din dulapul nr. 3. În mod obişnuit pentru cazurile simple se utilizează mărci alcătuite din simbolul literal al grupei şi numărul de ordine al echipamentului, ca de exemplu : *a3, c2, m1, h2, y4* etc.

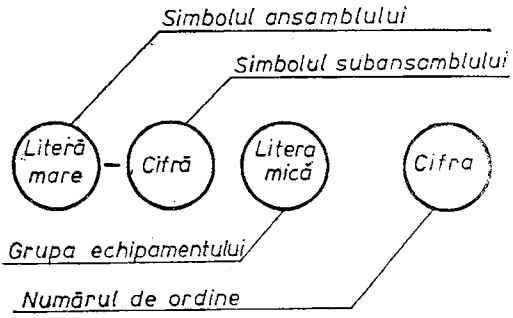


Fig. 10.1. Explicativă pentru alcătuirea simbolurilor de marcare a echipamentelor.

În instalaţiile electrice nu pot exista echipamente fără simbolizare şi marcare ; fiecărui echipament i se atribuie o marcă proprie. De asemenea, în schemele electrice nu trebuie să existe două echipamente cu aceeaşi marcare. Un anumit element (echipament) trebuie să fie marcat în mod identic pe toate desenele, indiferent de standardele pe baza cărora a fost reprezentat. Principalele semne convenţionale şi standardele în care sînt prevăzute se află cuprinse în anexa I.

Schemele de automatizare folosite în practică sînt de două categorii : 1) *scheme funcţionale* şi 2) *scheme de montare*.

1) **Schemele funcţionale** au drept scop ca prin reprezentarea elementelor instalaţiei şi a legăturilor funcţionale dintre ele să se poată stabili, respectiv urmări modul de funcţionare a schemei. În funcţie de gradul de detaliere aceste scheme se împart conform STAS 7070-74 în :

a) Schema tehnologică prezintă elementele instalaţiei automatizate (deservite) cu legăturile lor funcţionale, iar în caz de necesitate se figurează elementele instalaţiei de automatizare.

b) Schema bloc prezintă ansamblurile şi elementele instalaţiei de automatizare, cu legăturile funcţionale dintre ele în scopul clarificării principiului de funcţionare a instalaţiei. Ansamblurile şi elementele instalaţiei de automatizare se reprezintă prin figuri geometrice simple şi se marchează în mod corespunzător. Legăturile funcţionale dintre blocuri se trasează prin linii drepte, pe care se indică, prin săgeţi, sensul de circulaţie al diverselor mărimi.

c) Schema de distribuţie (de alimentare monofilară) cuprinde elementele primare ale unei instalaţii electrice şi legăturile dintre ele, în reprezentare monofilară. Elementele secundare, care deservesc elementele primare, pot fi trecute pe scheme prin simboluri generale, fără legăturile dintre acestea. Se recomandă ca pe scheme să fie trecută şi legenda elementelor utilizate.

În figura 10.2 se prezintă un exemplu de alcătuire a unei scheme de distribuţie pentru instalaţia electrică a strungului SN 400.

d) Schema desfăşurată cuprinde legăturile dintre echipamentele electrice sau dintre elementele componente ale acestora, realizate în ordine funcţională, iar circuitele astfel formate au o succesiune logică, permiţînd înţelegerea uşoară. În figura 10.3 se prezintă schema desfăşurată a instalaţiei electrice de pe strungul normal S3. Fiecare circuit se marchează cu un număr de ordine, care în cazul circuitelor polifazate este acelaşi pentru toate fazele.

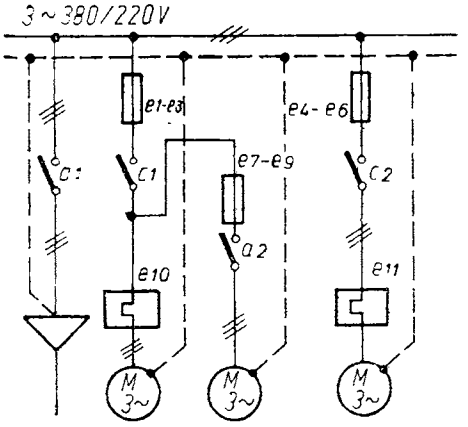


Fig. 10.2. Schema electrică de distribuție.

În cadrul aceleiași scheme desfășurate, circuitele se numerotează în continuare. În schemele desfășurate se mai indică o serie de date, care să permită o informare rapidă, ca de exemplu :

— în dreptul circuitului fiecărui element de comandă sau execuție (bobină) se simbolizează totalitatea contactelor aparținînd aparatului respectiv, iar în dreptul fiecărui contact se înscrie numărul de ordine al circuitului în care acesta lucrează ;

— diagramele funcționale ale unor echipamente (controlere, comutatoare, chei de comandă), care cuprind, într-o ordine determinată, totalitatea stărilor de funcționare succesive ale instalației ;

— valorile numerice ale unor mărimi caracteristice ca puterea electrică (receptoare), curentul nominal (siguranțe fuzibile) etc. ;

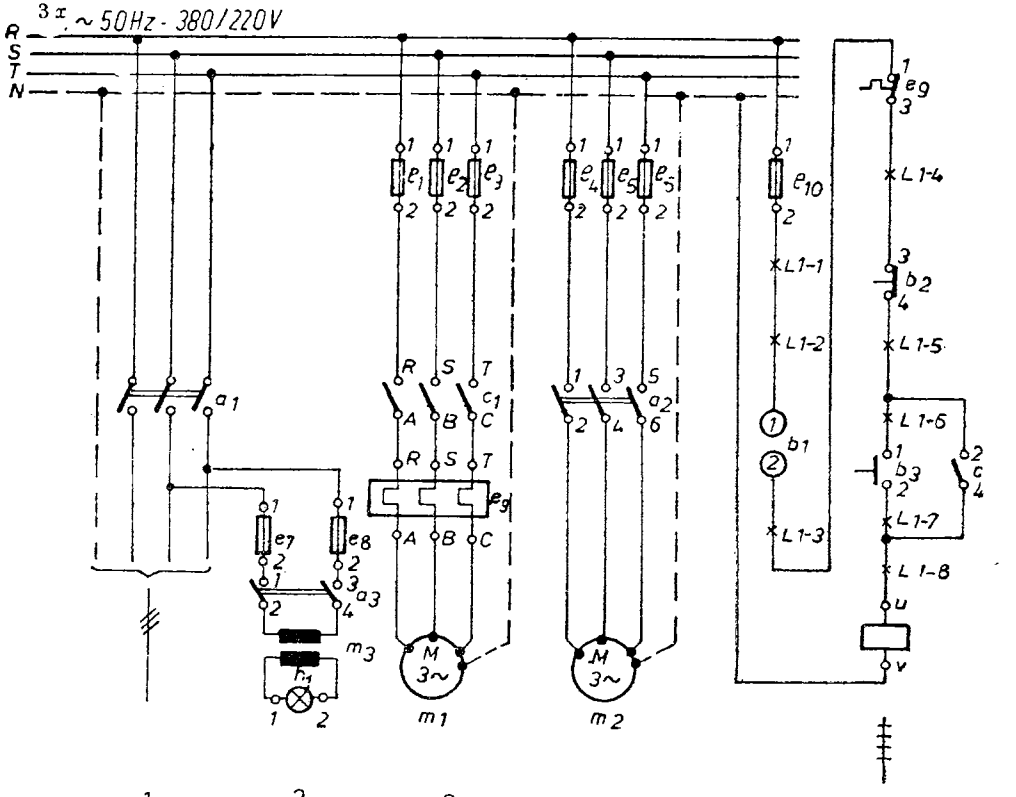
— lista de echipament, care să expliciteze funcțiunile elementelor. Elementele se înscriu pe verticală, de sus în jos, în ordine alfabetică și numerică a simbolurilor ;

— manșeta, în care se înscrie rolul fiecărui circuit sau grup de circuite, se dispune deasupra sau dedesubtul schemei desfășurate (vezi fig. 10.3).

Marcarea conductoarelor și clemelor pe schemele desfășurate se face după unul din următoarele principii (STAS 7070-74) ; al clemelor ; al nodurilor ; mixt.

În sistemul de marcare după principiul clemelor, ilustrat în figura 10.3, se marchează numai conductoarele care trec prin cleme, atribuindu-se fiecărui conductor marca clemei respective. De exemplu L1-5 semnifică clema nr. 5 din șirul de cleme nr. 1.

În sistemul de marcare după principiul nodurilor pe schemele desfășurate se marchează distinct toate porțiunile de circuite la care în timpul funcționării poate avea loc o modificare substanțială a potențialului. La stabilirea acestor porțiuni de circuite se va ține seama de faptul că ele sînt separate de următoarele elemente : siguranțe fuzibile, contacte ale unor aparate de conectare și relee, bobine de contactoare sau relee, înfășurări ale mașinilor și transformatoarelor electrice, impedanțe, diferite surse de tensiune electrică etc. Porțiunile de circuit care converg într-un singur nod al schemei elementare, cum și cele care trec prin conexiuni demontabile, nu se consideră porțiuni separate și se marchează identic. Numărul nodului se va compune din numărul circuitului și numărul de



Alimentarea cu energie electrică	Iluminat local	Acționarea principală 7,5 kw	Acționarea pompei de răcire 0,15 kw	Comanda acționării principale

Fig. 10.3. Schema desfășurată a instalației electrice de pe strungul normal S3.

ordine al nodului pe circuitul respectiv. Ilustrarea acestui principiu se face în schema din figura 10.4.

Circuitele care au mai mult de nouă noduri se vor marca cu două sau mai multe cifre consecutive, iar numerotarea nodurilor se va face în consecință. Conform acestui principiu, clemele nu se mai numerotează, atribuindu-li-se numărul nodului căruia îi aparține. În circuitele primare de forță, înaintea numărului nodului se trece o literă mare, care indică faza pe care se găsește nodul respectiv. De exemplu, S13 semnifică nodul 3 din circuitul *1*, faza *S*. În circuitele de alimentare și protecție a baretelor între numărul nodului și litera care indică faza, se trece cifra zero.

În sistemul de marcare după principiul mixt se marchează pe lîngă numerele nodurilor și mărcile clemelor [23]. Acest sistem este recomandat pentru instalațiile electrice (de automatizare) de mare complexitate.

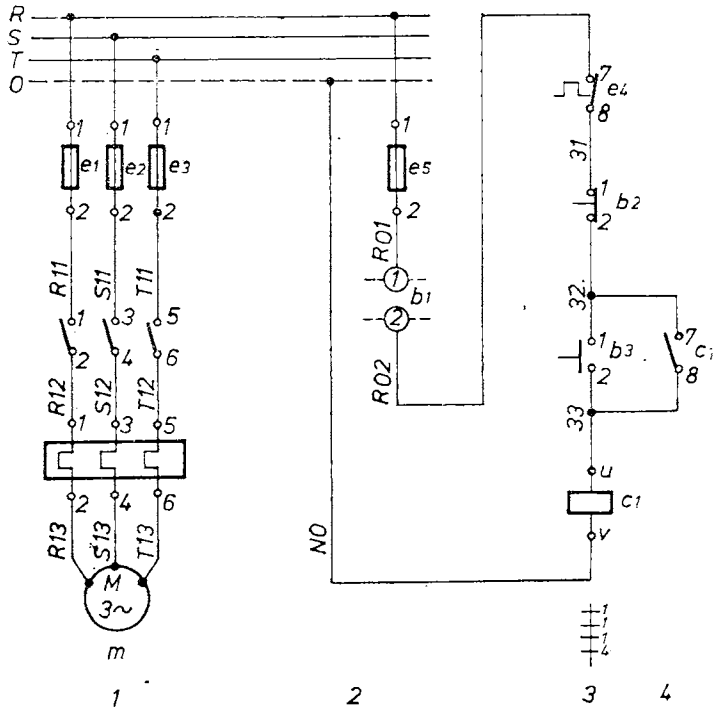


Fig. 10.4. Explicativă pentru marcarea schemelor desfășurate după principiul nodurilor.

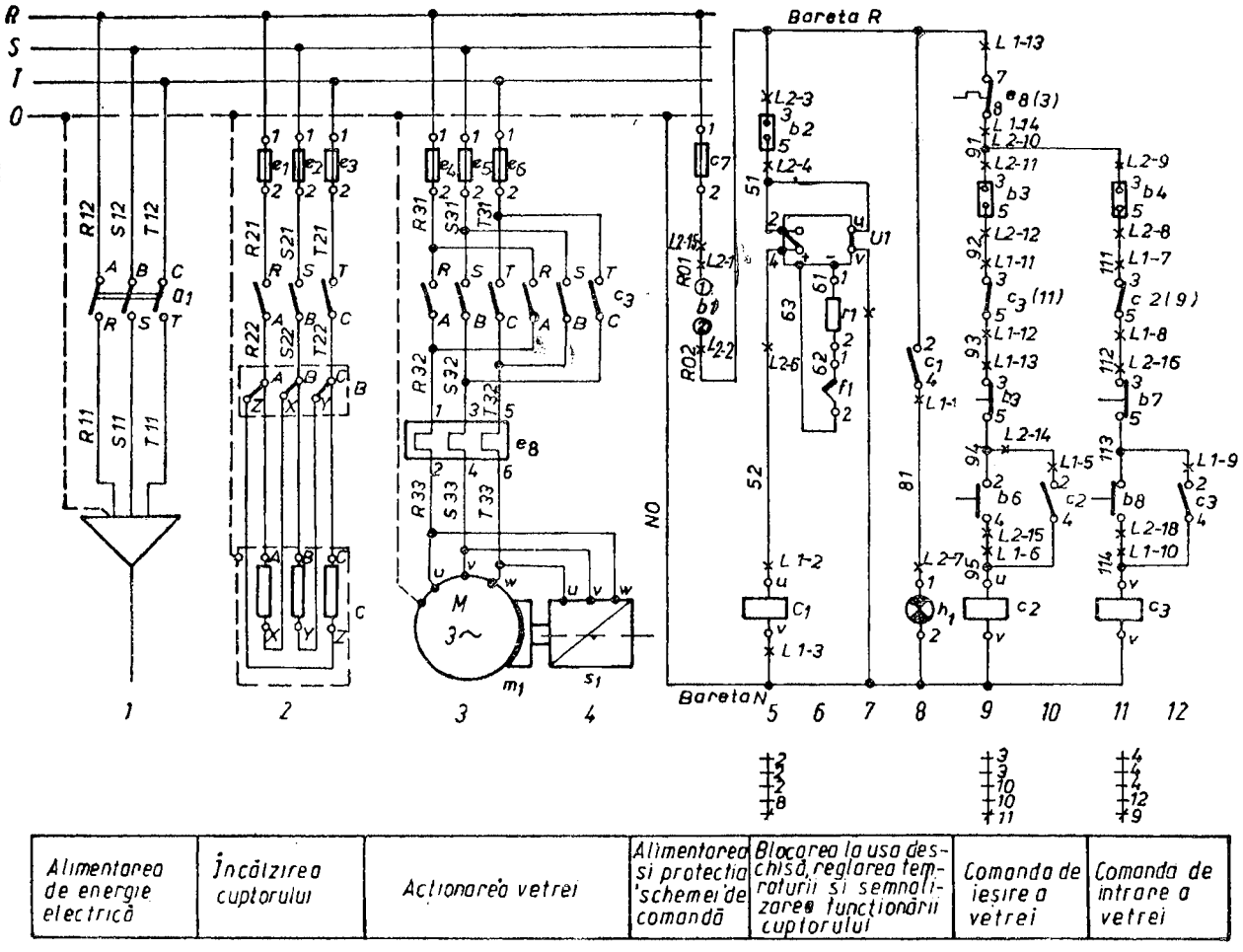
Modul de aplicare a sistemului de marcare după principiul mixt este exemplificat în figurile 10.5 și 10.6.

e) Schema generală cuprinde atît elementele schemelor funcționale cît și pe cele ale schemelor de montare. Execuția acestor scheme se face numai în cazuri speciale, ca de exemplu : schemă cu elemente de comutație statică, bucle de reglare etc.

2) **Schemele de montare** se împart în : a) scheme de conexiuni ; b) scheme de cablare.

a) Schema de conexiuni constituie desenul de execuție pentru realizarea legăturilor dintre echipamente. Aceasta cuprinde echipamentele cu toate elementele componente sau numai cu cele necesare pentru indicarea conexiunilor, dispuse în poziții relative similare celor reale, fără a se respecta o anumită scară a desenului. Clemele se așază în șirurile din care fac parte, în ordinea crescîndă a numerelor. Conductoarele se trasează numai prin capetele de legătură de la bornele aparatelor sau șirurilor de cleme.

În figura 10.6 se prezintă schema de conexiuni pentru instalația electrică avînd schema desfășurată în figura 10.5. Marcarea conductoarelor se face la ambele capete cu adresa la care se leagă capătul opus. Adresa capătului opus diferă după principiul de marcare adoptat în schema desfășurată așa cum se arată în tabelul 10.2 pentru cazul unui șir de cleme



Alimentarea de energie electrică	Încălzirea cuptorului	Acționarea vetrei	Alimentarea și protecția schemei de comandă	Blocarea la ușa deschisă, reglarea temperaturii și semnalizarea funcționării cuptorului	Comanda de ieșire a vetrei	Comanda de intrare a vetrei

Fig. 10.5. Explicativă pentru marcarea schemelor desfășurate după principiul mixt.

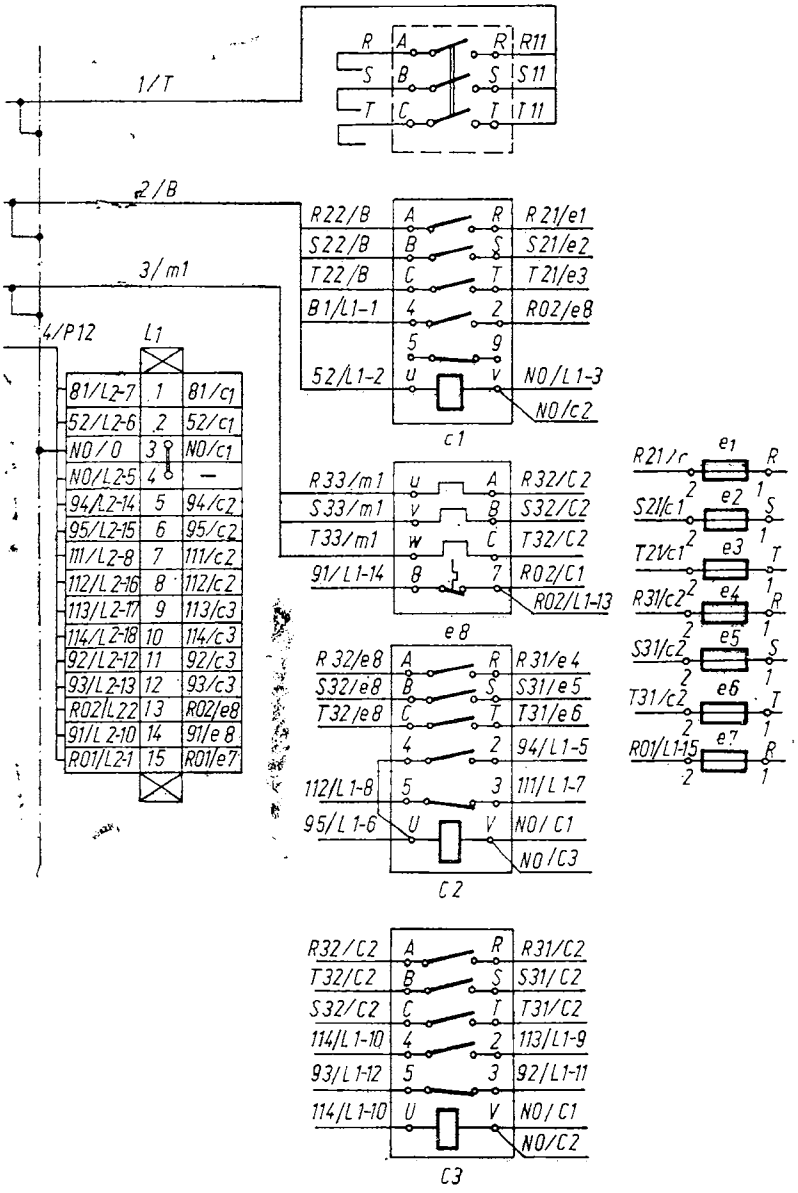


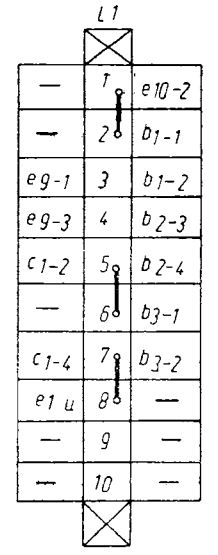
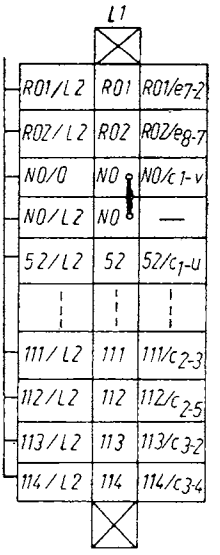
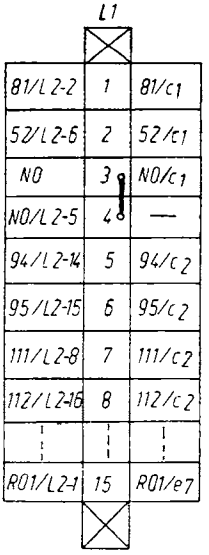
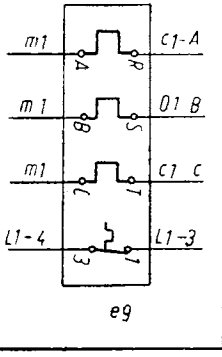
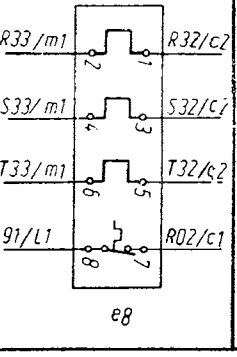
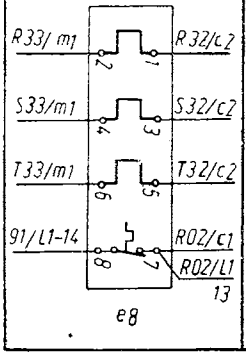
Fig. 10.6. Explicativă pentru marcarea schemelor de conexiuni după principiul mixt.

și al unui aparat (releu termic), completat după schemele din figurile 10.3, 10.5 și 10.6.

În cazul instalației de automatizare prezentate în schemele din figurile 10.5 și 10.6, elementele componente sînt repartizate într-un dulap cu aparate *D*, într-un pupitru de comandă *P*, și pe cuptorul *C* astfel :

— în dulapul cu aparate *D* se găsesc : întreruptorul cu pîrghie tripolar *a1*, contactoarele tripolare *c1*, *c2*, *c3*, blocul de relee termice *e8*,

Tabelul 10.2

Principiul de marcare	Clemelor	Nodurilor	Mixt
Sir de cleme			
Aparat releu termic			

siguranțele fuzibile *e1,... e7,* și un șir de cleme *L1,* conținînd 15 cleme de conexiuni.

— în pupitrul de comandă *P* se găsesc : întreruptorul pachet *b1,* regulatorul de temperatură *U1,* lampa de semnalizare *h1,* butoanele de comandă *b5,... b8* și un șir de cleme *L2.*

— pe cuptorul *C* se găsesc : limitatoarele de cursă *b2, b3, b4* și termocuplul *f1.* Conductoarele de legătură de la *b2, b3, b4* trec prin șirul de cleme *L2* din pupitrul de comandă *P.*

Alimentarea cu energie electrică a instalației se face de la un tablou de distribuție *T.*

Schemele de conexiuni pot fi *interioare,* atunci cînd se referă la realizarea legăturilor din interiorul ansamblurilor (ca dulapuri, pupitre, tablouri de comandă etc.) și *exterioare* atunci cînd se referă la realizarea legăturilor dintre aparatele locale și restul echipamentelor componente din cadrul instalației de automatizare.

b) Schema de cablaj cuprinde echipamentele instalației electrice reprezentate sub formă de blocuri, precum și legăturile prin cabluri și conducte dintre acestea.

10.1.3. CONDIȚII CE SE IMPUN SISTEMELOR DE COMANDĂ AUTOMATĂ A ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

Deoarece sistemul de comandă face parte integrantă din sistemul de acționare electrică, formînd un ansamblu unitar, de proiectarea corespunzătoare a acestui ansamblu vor depinde majoritatea factorilor care determină funcționarea optimă a sistemului de acționare. Sistemele de comandă automată trebuie optimizate sub aspect tehnico-economic, ținîndu-se seama de îndeplinirea următoarelor condiții :

— *simplitatea comenzii* determinată de cantitatea minimă a elementelor de comandă și execuție, precum și de simplitatea acestora ;

— *siguranța comenzii* caracterizează robustețea și durata de funcționare a elementelor schemei. La o comandă greșită a operatorului sau la defectarea unor elemente ale schemei, prin blocările electrice realizate în schemă trebuie să se evite, în mod automat, regimurile de avarie. Spre exemplu, contactele normal închise *c2* și *c1,* (fig. 10.15) realizează o interblocare a contactoarelor *c1* și *c2,* în cazul unor comenzi greșite care ar putea duce la închiderea simultană a contactoarelor principale (de forță) *c1* și *c2,* deci la scurtcircuitarea rețelei de alimentare ;

— *comoditatea și flexibilitatea comenzii* se referă la faptul că realizarea comenzii este posibilă din locuri diferite, existînd posibilitatea trecerii rapide de la comanda automată la comanda manuală și invers, sau de la comanda unui proces la comanda altui proces ;

— *rapiditatea în determinarea defectelor* se referă la necesitatea unui sistem de comandă care trebuie să fie astfel amplasat încît să permită montajul, exploatarea și intervenția cît mai rapidă în cazul unor defecte. De obicei, instalațiile de comandă ale acționărilor electrice se montează separat în dulapuri sau pupitre de comandă. Acestea trebuie să fie astfel construite și amplasate încît să fie ușor accesibil controlul și verificarea tuturor elementelor componente și a legăturilor dintre acestea. Pentru un control permanent al funcționării corecte a sistemului de comandă,

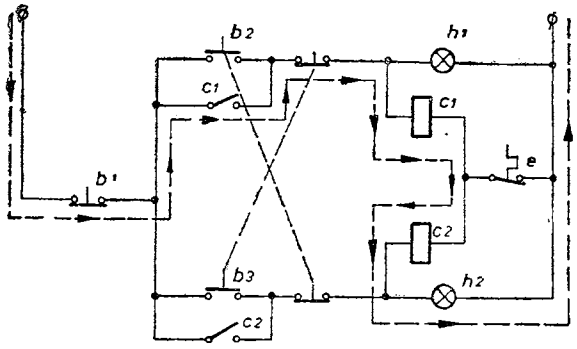


Fig. 10.7. Schema explicativă la asigurarea preciziei de funcționare în regim normal și de avarie.

acesta trebuie prevăzut cu circuite de semnalizare pentru principalele operații pe care trebuie să le execute. De asemenea, sistemul trebuie prevăzut cu circuite de semnalizare la apariția unor deranjamente. Prezența circuitelor de semnalizare permite o depistare mai rapidă a locului eventualelor defecte din instalație și deci o remediere a acestora într-un timp scurt ;

— *asigurarea preciziei în funcționare* în orice regim al funcționării dispozitivelor și aparatelor din schemă. Schemele de comandă trebuie astfel concepute încît să nu existe posibilitatea formării unor circuite false prin arderea bobinelor releelor, lipirea contactelor, întreruperea conductoarelor etc. De exemplu, în schema pentru comanda unui motor asincron reversibil (fig. 10.7), este posibilă formarea unor circuite false atunci cînd se deschide contactul *e* al releului termic care poate permite uneori menținerea în stare de acționare a contactoarelor *c1* și *c2*. Un circuit fals format după deschiderea contactorului *e* este indicat în schemă prin linie întreruptă. Deci chiar dacă curentul absorbit de motor este mai mare decît cel nominal, motorul nu va fi deconectat de la rețea deoarece bobina contactorului *c1* nu-și pierde alimentarea deși, contactul *e* al protecției termice s-a deschis.

Neajunsul semnalat se poate elimina foarte simplu prin amplasarea contactului releului termic în serie cu butonul de pornire *b1* și imediat după acesta ;

— *cost și gabarit minim,* în acest sens recomandîndu-se utilizarea unor aparate și dispozitive cu dimensiuni reduse precum și amplasarea judicioasă a acestora în panouri de comandă. Deoarece tendința de micșorare a gabaritelor adeseori este opusă micșorării cheltuielilor, soluția tehnico-economică optimă trebuie aleasă prin compararea mai multor variante posibile.

Alte condiții ce se impun sistemelor de comandă se pot referi la : utilizarea unor aparate de comutație specială, la asigurarea unor condiții speciale de rapiditate și stabilitate etc.

10.2. PRINCIPII DE COMANDĂ AUTOMATĂ A PORNIRII, FRÎNĂRII ȘI REVERSĂRII MOTOARELOR ELECTRICE

Schemele de comandă automată a pornirii, frînării, reversării și modificării vitezei motoarelor electrice de acționare se realizează de obicei cu ajutorul releelor și contactoarelor. Cele mai simple scheme de comandă

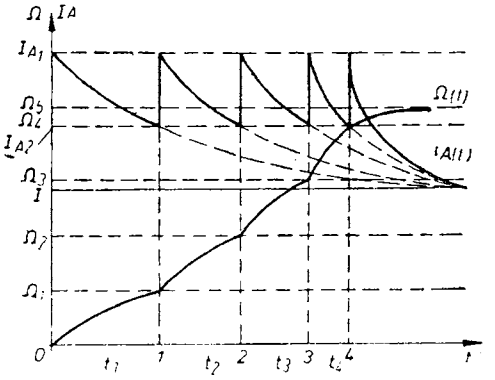


Fig. 10.8. Variația vitezei și curentului la pornirea reostatică în trepte a unui motor electric.

automată se realizează la comanda motoarelor asincrone în scurtcircuit cu o singură viteză. La pornire schema de comandă automată trebuie să asigure conectarea motorului la tensiunea rețelei. În cazul frînării dinamice trebuie să se efectueze deconectarea înfășurării statorice de la rețea și conectarea sa la o sursă de tensiune continuă, iar în cazul reversării și frînării prin cuplare inversă, să se inverseze două faze ale statorului, dacă motorul este trifazat.

Limitarea curenților de pornire și frînare a motoarelor asincrone cu inele și a motoarelor de curent continuu de putere medie și mare se realizează prin introducerea unor rezistențe suplimentare în circuitul rotoric. După cum se cunoaște din studiul proceselor tranzitorii, pornirea unui motor electric care utilizează în acest scop o rezistență suplimentară variabilă în trepte are loc conform diagramelor din figura 10.8.

Pentru ca în timpul pornirii curentul prin rotor să se modifice între cele două limite stabilite I_{A1} (limita maximă) și I_{A2} (limita minimă), schema de comandă trebuie să asigure scurtcircuitarea treptelor reostatului de pornire la anumite momente (t_1, t_2, t_3, t_4), la anumite viteze unghiulare (Ω_1, Ω_2, Ω_3, Ω_4) sau la o anumită valoare a curentului I_{A2} (vezi fig. 10.8). Rezultă deci că se pot executa comenzi automate ale pornirii în funcție de *timp, viteză* și *curent*. Comanda automată a unui sistem de acționare electrică se poate realiza și după principiul cursei. În baza acestui principiu motorul este pornit sau frînat în funcție de atingerea de către organul de lucru, a unei anumite poziții spațiale (cazul unor mașini-unelte). Comanda automată a unor procese tehnologice se poate face în funcție de valorile unor mărimi fizice cum sînt : cuplu, putere, temperatură, presiune etc. În cele ce urmează se va examina felul cum se realizează comanda automată a sistemelor de acționare electrică în baza principiilor amintite.

10.3. COMANDA AUTOMATĂ A MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Pentru motoarele cu excitație în derivație, serie sau cu excitație mixtă, schemele de comandă automată nu comportă deosebiri esențiale, putînd fi realizate cu relee de viteză, de curent și de timp.

10.3.1. SCHEMĂ DE COMANDĂ ÎN FUNCȚIE DE VITEZĂ

În figura 10.9 se prezintă o schemă electrică de comandă automată a pornirii reostatice în funcție de viteză și frînare dinamică a motorului de curent continuu cu excitație derivație. Controlul vitezei motorului se face indirect, prin intermediul t.e.m. indusă în înfășurarea rotorică $U=k\cdot\Phi_E\Omega=c\cdot\Omega$ (la $\Phi_E=\text{const.}$).

Prin închiderea întreruptorului *a1* se alimentează atît înfășurarea de excitație a motorului cît și schema de comandă, instalația fiind pregătită pentru pornire. Acționînd butonul de pornire *b2* contactorul c anclanșează, iar prin intermediul contactului său n.d. (normal deschis *) din circuitul *1*, indusul este cuplat la tensiunea de alimentare, iar motorul pornește avînd toată rezistența de pornire $r_{p1}+r_{p2}$ introdusă în circuitul indusului. Curentul ia valoarea I_{A1} (vezi fig. 10.8) scăzînd treptat cu creșterea vitezei Ω. La o anumită valoare a vitezei Ω_1 curentul prin indus atinge valoarea I_{A2}, iar tensiunea la bornele bobinei contactorului de accelerare *c1* are valoarea :

$$U_{c1}=c\Omega_1+(r_A+r_{p2})\,I_{A2}$$

fiind egală cu tensiunea de anclanșare a acestui contactor, acesta anclanșează, scurtcircuitînd prin intermediul contactului său n.d. din circuitul *2* prima treaptă a reostatului de pornire r_{p1}. În acest moment curentul prin indus crește brusc la valoarea I_{A1}, scăzînd din nou odată cu creșterea vitezei. Contactorul de accelerare *c2* va scurtcircuita și următoarea treaptă r_{p2} prin intermediul contactului normal deschis din circuitul *2*, în mo-

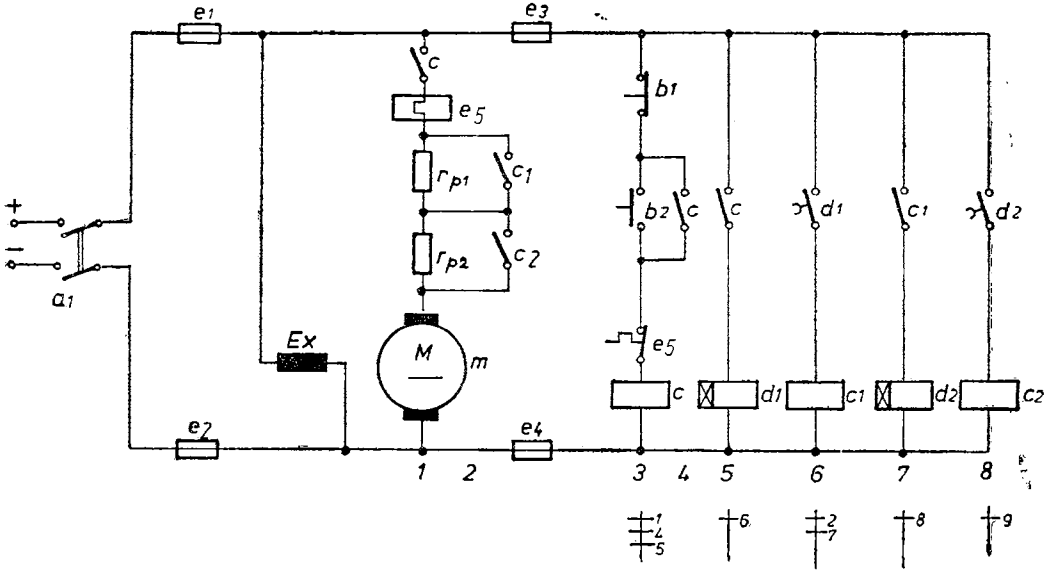


Fig. 10.9. Schema electrică de comandă automată a pornirii reostatice în funcție de viteză și frînare dinamică a motorului de curent continuu cu excitație derivație.

* Poziția „normală" a unui contact este poziția pe care o are acesta cînd elementul de comandă (buton, releu, contactor) nu este acționat.

mentul în care viteza Ω are valoarea Ω_2 pentru care este atinsă tensiunea de anclanşare :

$$U_{c2}=c\Omega_2+r_A I_{A2}$$

iar motorul va funcţiona pe caracteristica mecanică naturală, curentul scăzînd la valoarea de regim, pornirea considerîndu-se terminată. Pentru a opri motorul prin frînare dinamică, se acţionează asupra butonului de oprire *b1*. În acest fel bobina contactorului *c* îşi pierde alimentarea, decuplînd indusul de la sursa de alimentare prin intermediul contactului n.d. din circuitul *1*, iar contactorul *c3* anclanşează închizîndu-şi contactul n.d. din circuitul *2*, închizînd circuitul indusului pe rezistenţa de frînare R_f. Pentru a nu se putea acţiona simultan contactoarele *c* şi *c3*, în schemă este realizat un interblocaj prin înserierea în circuitul *5* a unui contact n.î. (normal închis) al contactorului *c3* şi în circuitul *7* a unui contact n.î. al contactorului *c*. Timpul de frînare este egal sau mai mic decît timpul de întîrziere la revenire a releului de timp *d3*, care prin contactul n.d. din circuitul *7* va deconecta contactorul de frînare *c3*, pregătind instalaţia pentru o nouă pornire.

Datorită diferenţei mici între tensiunile de anclanşare a contactoarelor de accelerare *c1*, *c2*, se pot utiliza contactoare identice. Comanda în funcţie de viteză este utilizată cel mai frecvent la frînarea dinamică a motoarelor electrice şi în cazul pornirii automate a motoarelor de puteri reduse (pentru acţionarea maşinilor unelte, a unor dispozitive auxiliare ale laminoarelor etc.).

10.3.2. SCHEMĂ DE COMANDĂ ÎN FUNCŢIE DE CURENT

În figura 10.10 este prezentată o schemă electrică de comandă automată a pornirii reostatice în funcţie de curent şi frînarea dinamică a motorului de curent continuu cu excitaţie derivaţie. Schema cuprinde pe

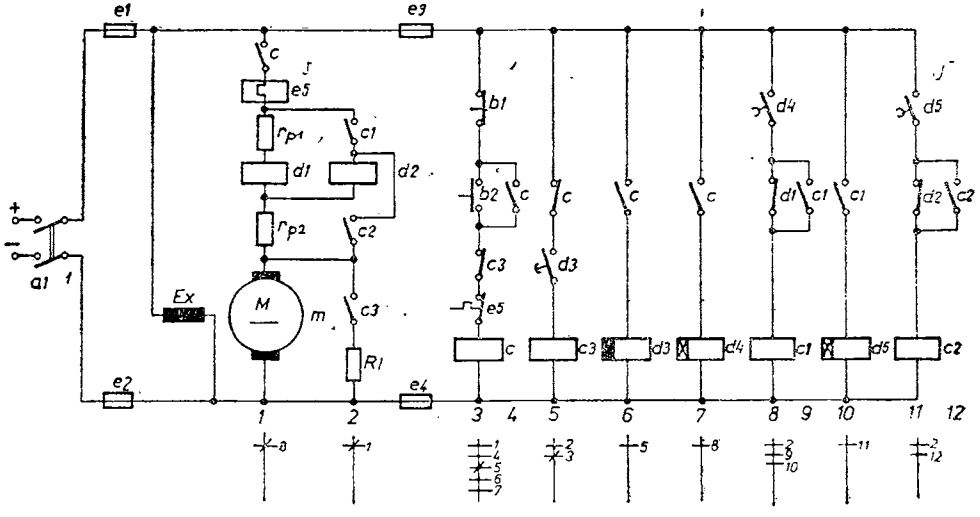


Fig. 10.10. Schema electrică de comandă automată a pornirii reostatice în funcţie de curent şi frînare dinamică a motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.

lîngă contactorul *c*, comandat prin butoanele *b1*, *b2*, de oprire și respectiv, de pornire, două contactoare *c1*, *c2* de accelerare, două relee de curent *d1*, *d2*, pentru comanda contactoarelor de accelerare, un contactor de frînare *c3*, un releu cu temporizare la revenire *d3* pentru declanșarea lui *c3*, două relee *d4*, *d5* cu temporizare la acționare, un releu termic *e5* pentru protejarea la suprasarcină a motorului *m*. Protecția acestor circuite se realizează cu siguranțele fuzibile *e1* ... *e4*. Prin închiderea întreruptorului *a1* se alimentează înfășurarea de excitație a motorului și schema de comandă.

Prin acționarea butonului *b2*, contactorul *c* anclanșează, permițînd prin contactul n.d. din circuitul *1*, cuplarea indusului la tensiunea de alimentare, motorul pornește, avînd toată rezistența $r_{p1}+r_{p2}$ de pornire introdusă în circuitul indusului. Curentul maxim (I_{A1}) parcurgînd bobina releului d_1 provoacă anclanșarea acestuia și deci deschiderea contactului său n.î. din circuitul *8*, împiedicînd alimentarea primului contactor de accelerare *c1*. În același timp contactorul c, închizînd contactul său n.d. din circuitul 7, permite alimentarea releului auxiliar de timp *d4*, al cărui contact n.d. cu temporizare la închidere din circuitul *8* se închide.

Temporizarea releului *d4* se alege puțin mai mare decît timpul propriu de acționare a releului *d1*, dar mai mică decît timpul *t1* (vezi figura 10.8.). Cînd curentul în scădere atinge valoarea I_{Apmin}, la momentul *t1*, contactul temporizat *d4* din circuitul *8* este deja închis, curentul de revenire al releului *d1* fiind egal cu I_{Apmin}; acesta declanșează și contactul său *d1* din circuitul *8* se închide, contactorul de accelerare *c1* este alimentat și scurtcircuitează prin intermediul contactului n.d. din circuitul *2* prima treaptă a reostatului de pornire r_{p1}, iar prin contactele auxiliare *c1* din circuitele *9* (autoreținere) și *10*, permite alimentarea celui de al doilea releu auxiliar *d5*.

Curentul prin indus ia din nou valoarea I_{A1} și trecînd prin bobina releului de curent *d2* provoacă anclanșarea acestuia și prin deschiderea contactului său n.î. din circuitul *11* împiedică alimentarea contactorului de accelerare *c2*. Releul auxiliar *d5* își închide temporizat contactul n.d. din circuitul *11* mai înainte de momentul t2 (fig. 10.8), cînd curentul prin indus atinge valoarea I_{A2}. Această valoare coincide cu curentul de revenire a releului *d2*, care declanșează, iar contactul său din circuitul *11* revine în poziția inițială (se închide), alimentînd contactorul de accelerare *c2*, care prin intermediul contactului său n.d. din circuitul *2* scurtcircuitează și a doua treaptă a reostatului de pornire r_{p2}, pornirea considerîndu-se încheiată.

Pentru oprire se acționează butonul de oprire *b1*, contactorul *c* declanșează separînd indusul de sursa de alimentare prin intermediul contactului n.d. din circuitul *1*. Totodată prin contactul n.î. din circuitul *5* se alimentează contactorul *c3* care anclanșează și prin intermediul contactului său n.d. din circuitul *2*, închide circuitul indusului pe rezistența de frînare R_f, realizîndu-se frînarea dinamică. Timpul de întîrziere la revenire a releului *d3* se ia mai mare sau egal cu timpul de frînare, deoarece după scurgerea acestui timp, contactul n.d. din circuitul *5* se va deschide pregătind schema pentru o nouă pornire.

Deși această schemă folosește tot două trepte de rezistență a reostatului de pornire, conține mult mai multe elemente de comutație decît

schema precedentă, fiind mai puțin sigură în funcționare și mai scumpă. Această schemă păstrează avantajul că se pot controla cu siguranță valorile I_{A1} și I_{A2}, indiferent de momentul de inerție al sarcinii.

10.3.3. SCHEMA DE COMANDĂ ÎN FUNCȚIE DE TIMP

Principiul comenzii în funcție de timp este exemplificat în figura 10.11, unde se prezintă o schemă electrică de comandă automată a pornirii reostatice în funcție de timp a motorului de curent continuu cu excitație derivație. După închiderea întreruptorului *a1*, se acționează butonul de pornire *b2*, contactorul *c* anclanșează, circuitul indusului este conectat la sursa de alimentare prin contactul n.d. din circuitul *1*. Motorul pornește avînd conectat în circuitul rotoric întreg reostatul de pornire $r_{p1}+r_{p2}$ Prin închiderea contactului n.d. din circuitul *5* releul *d1* începe temporizarea la închidere a contactului său n.d. din circuitul *6*.

Temporizarea releului *d1* se determină ca diferență între timpul necesar menținerii primei trepte a reostatului și timpul propriu de anclanșare a contactorului *c1* :

$$t_{d1}=t_1-t_{c1}.$$

După scurgerea timpului t_{d1}, releul *d1* își închide contactul din circuitul *6*, contactorul de accelerare *c1* anclanșează și prin contactul n.d. din circuitul *2* scurtcircuitează prima treaptă a reostatului de pornire r_{p1}, iar prin contactul n.d. din circuitul *7*, releul de timp *d2* începe temporizarea. Timpul de întîrziere la acționare a releului *d2* se determină în același mod ca și al releului *d1* :

$$t_{d2}=t_2-t_{c2}.$$

La terminarea temporizării, releul *d2* își închide contactul n.d. din circuitul *8*, contactorul de accelerare *c2* anclanșează și prin contactul său n.d. din circuitul *2* scurtcircuitează a doua treaptă a reostatului r_{p2}.

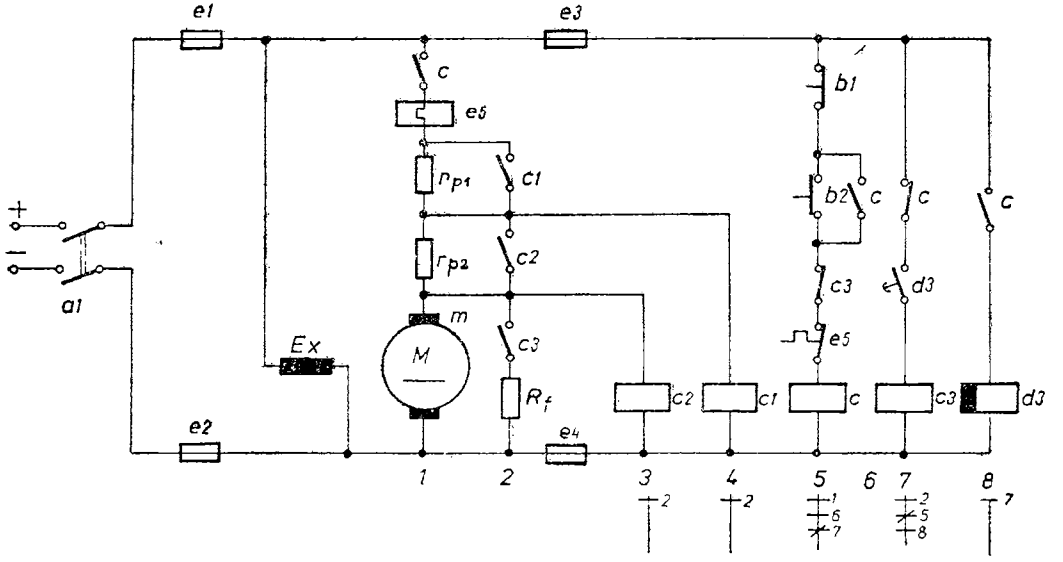


Fig. 10.11. Schema electrică de comandă automată a pornirii reostatice în funcție de timp a motorului de curent continuu cu excitație în derivație.

În unele scheme sînt utilizate relee de timp cu temporizare la revenire, iar în altele relee de timp cu temporizare la acționare, aceasta depinzînd de configurația schemei și de raportul timp de lucru — timp de pauză.

Comanda automată a pornirii, frînării, reversării și modificării vitezei motoarelor de curent continuu se poate realiza și utilizînd mutatoare cu elemente comandabile.

10.3.4. SCHEME DE COMANDĂ CU MUTATOARE

Pentru comanda reversibilă a unui motor de curent continuu cu excitație separată se poate utiliza una din schemele prezentate în figura 10.12.

Schimbarea sensului de rotație a motorului se poate realiza prin : *schimbarea sensului curentului de excitație* (fig. 10.12, *a*) ; *inversarea polarității tensiunii de alimentare a indusului* utilizînd un contactor (figura 10.12, *b*) ; *inversarea sensului curentului prin indus* utilizînd două mutatoare (fig. 10.12, *c*).

În figura 10.13 se prezintă schema dispozitivului de comandă a motorului de curent continuu cu două mutatoare conectate în opoziție.

Unghiurile de comandă α_1 și α_2 ale tiristoarelor ce compun cele două mutatoare satisfac relația :

$$\alpha_2 = 180° - \alpha_1.$$

În acest fel unul din mutatoare poate lucra în regim de redresor și celălalt în regim de invertor, furnizînd tensiuni egale și de sens contrar.

Modul de funcționare este următorul : dacă unghiul de comandă a tiristoarelor mutatorului u_1, este $0 < \alpha_1 < \frac{\pi}{2}$ acest mutator va lucra în regim de redresor, furnizînd o tensiune continuă care va provoca rotirea

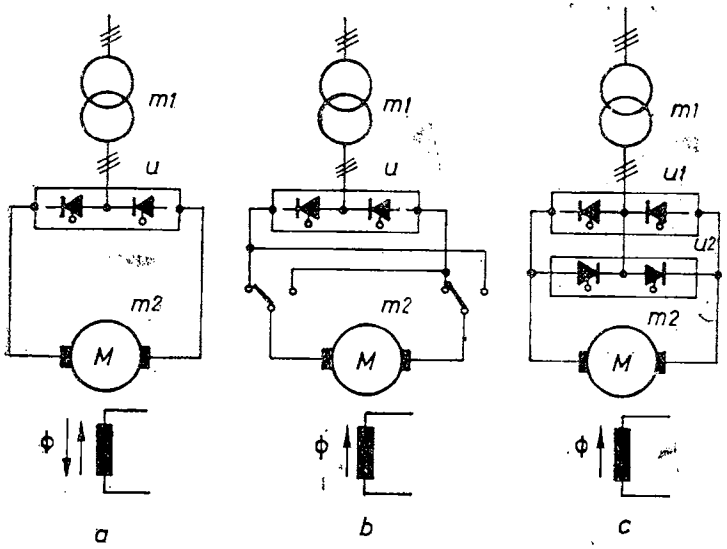


Fig. 10.12. Scheme pentru comanda reversibilă a motorului de curent continuu cu excitație independentă.

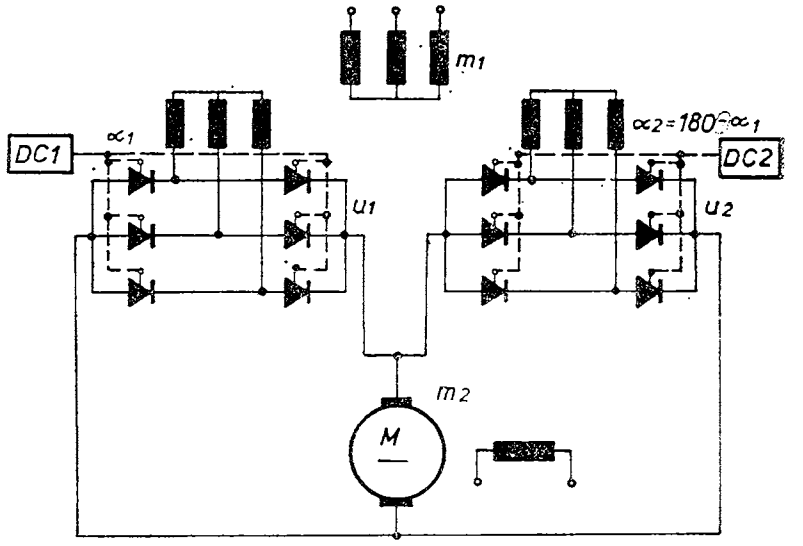


Fig. 10.13. Schema dispozitivului de comandă a motorului de curent continuu cu două mutatoare conectate în opoziție.

motorului într-un sens. Dacă la un moment dat unghiul de comandă crește la $\alpha i > \alpha_1$, valoarea medie a tensiunii redresate de mutatorul u_1 va scădea, însă t.e.m. a indusului se păstrează la valoarea avută datorită inerției maselor în mișcare. Această t.e.m. este mai mare decît valoarea (în modul) tensiunii medii furnizate de mutatorul u_2 și acesta intră în regim de invertor, iar mașina în regim de generator, furnizînd rețelei energia maselor în mișcare de rotație. Pe seama acestei energii recuperate se produce frînarea motorului pînă la turația determinată de tensiunea medie redresată a mutatorului u_1. Dacă $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}$ tensiunea medie redresată va fi nulă și motorul va fi frînat cu recuperare pînă la oprire.

Dacă α_1 se reglează la o valoare mai mare de $\frac{\pi}{2}$ atunci motorul va fi frînat pînă la oprire după care mutatorul u_2 va lucra în regim de redresor, permițînd rotirea motorului în sens opus față de sensul avut înainte. Dacă se reduce din nou unghiul α_1 va avea loc un proces invers celui descris mai înainte, adică mutatorul u_1 va lucra în regim de invertor realizînd frînarea motorului electric. Cînd α_1 devine mai mic decît $\frac{\pi}{2}$ se produce o nouă schimbare a sensului de rotație a motorului electric.

10.4. COMANDA AUTOMATĂ A MOTOARELOR ASINCRONE

10.4.1. SCHEME PENTRU COMANDA AUTOMATĂ A MOTORULUI ASINCRON CU ROTORUL ÎN SCURTCIRCUIT

Cea mai simplă schemă de comandă automată (fig. 10.14.) asigură pornirea directă într-un singur sens a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit. După închiderea întreruptorului *a1*, se acționează butonul de pornire *b1*, contactorul c anclanșează conectînd la rețeaua de alimentare înfășurarea statorică a motorului. În același timp se închide și contactorul n.d.

din circuitul *3*, asigurîndu-se alimentarea bobinei contactorului *c*, după încetarea apăsării butonului *b2*. Protecţia împotriva scurtcircuitelor se asigură atît prin siguranţele fuzibile *e1*, cît şi prin releele electromagnetice maximale de curent *e2* (*I*>), iar protecţia la suprasarcină este asigurată de relee termice *e3*. Oprirea motorului se realizează prin acţionarea butonului de oprire *b1*. Pentru a realiza pornirea directă în ambele sensuri se utilizează schema din figura 10.15, care în comparaţie cu schema precedentă conţine în plus un contactor *c2* pentru celălalt sens de funcţionare şi o interblocare a contactoarelor, pentru a evita scurtcircuitarea reţelei de alimentare în eventualitatea unei comenzi greşite.

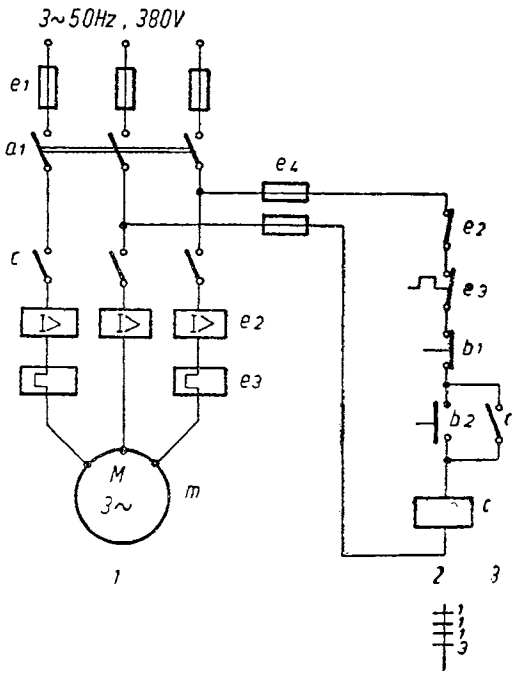


Fig. 10.14. Schema de comandă a pornirii într-un singur sens, prin conectarea directă la reţea a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit.

Pornirea automată stea-triunghi a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit poate fi realizată cu ajutorul schemei din figura 10.16.

În această schemă se prezintă cele trei faze ale înfăşurării statorice, precum şi modul de realizare a conexiunilor stea şi triunghi. Prin acţionarea butonului de pornire *b2* din circuitul *4* se conectează la sursa de alimentare bobinele contactoarelor *c1*, *c3* şi a releului de timp *d*. În acest fel se închid contactele *c1* din circuitul *1* şi apoi *c3* din circuitul *3*. Astfel înfăşurarea statorică a motorului *m* este conectată în stea. Memorarea comenzii de pornire şi alimentarea circuitelor *4*, *5* şi *6*, după eliberarea butonului de pornire *b2*, se asigură prin contactele n.d. *c1* din circuitul *6* şi *c3* din circuitul 7. După trecerea unui timp (timpul necesar ca turaţia motorului să ajungă la 93 ... 95% din turaţia nominală), contactul *d* n.î. cu temporizare la deschidere din circuitul *4* deconectează contactorul *c1*. În acest fel se deschid contactele *c1* din circuitul *1* şi se închide contactul *c1* din circuitul 7, conectînd la reţea contactorul *c2*. Se închid astfel contactele *c2* din circuitul *2* şi motorul va funcţiona în continuare în conexiunea triunghi. Pentru oprire se apasă pe butonul de oprire *b1*. Motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit de putere medie se pornesc prin intercalarea în circuitul statoric a unor rezistoare, bobine de reactanţă sau autotransformatoare.

În figura 10.17 se prezintă o schemă de comandă automată a pornirii motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit, în funcţie de timp utilizînd rezistoare în circuitul statoric.

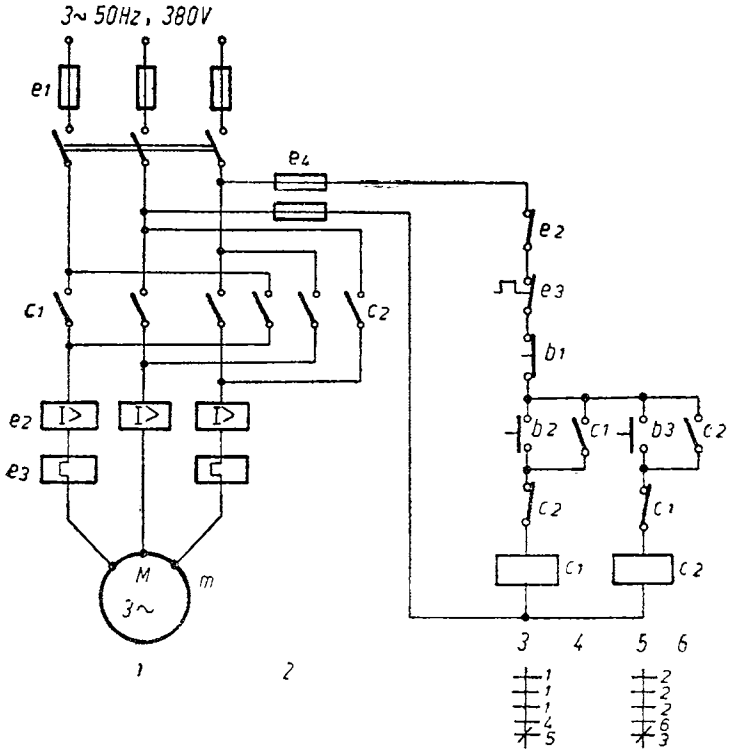


Fig. 10.15. Schema de comandă automată pentru pornirea în ambele sensuri prin conectare directă la rețea a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit.

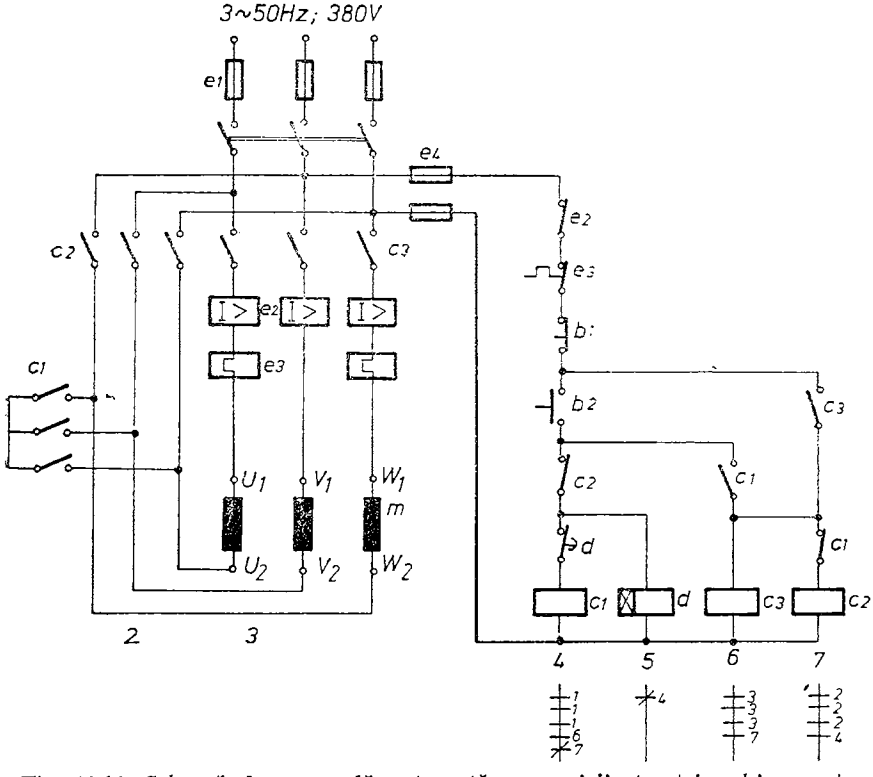


Fig. 10.16. Schemă de comandă automată a pornirii stea-triunghi a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit.

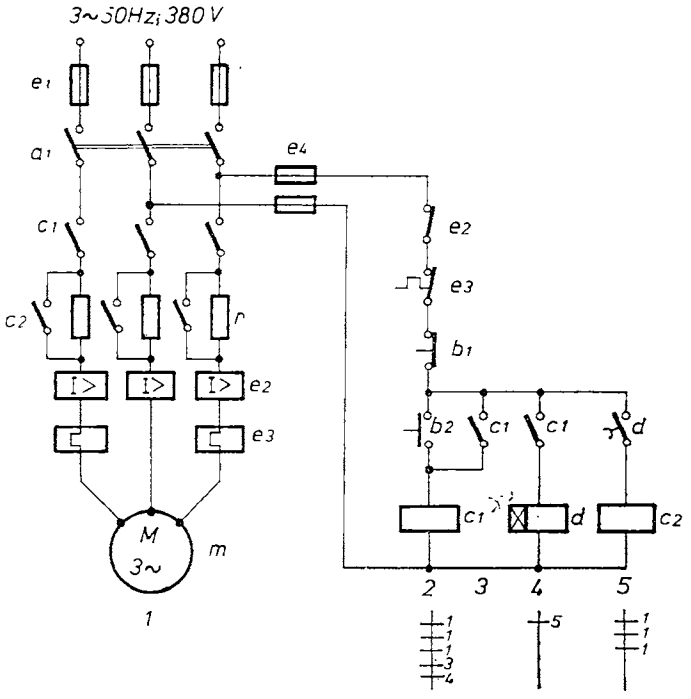


Fig. 10.17. Schemă de comandă automată a pornirii motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit prin conectarea unor rezistenţe în circuitul statoric.

După închiderea întreruptorului *a1*, se acţionează butonul de pornire *b2*, contactorul *c1* anclanşează şi statorul motorului este alimentat prin intermediul rezistoarelor *r*. Prin contactul auxiliar n.d. *c1* din circuitul *4* este pusă sub tensiune bobina releului de timp *d*. Acest releu îşi închide cu temporizare contactul din circuitul *5* şi astfel contactorul *c2* va scurtcircuita rezistoarele *r* scoţîndu-le din circuit. Pentru oprire se acţionează butonul de oprire *b1* şi motorul va fi deconectat de la reţea prin declanşarea contactorului *c1*.

10.4.2. SCHEME PENTRU COMANDA AUTOMATĂ A MOTORULUI ASINCRON CU INELE

În figura 10.18 este prezentată o schemă pentru comanda automată a pornirii reostatice în funcţie de curent a motorului asincron cu inele. Schema conţine un contactor *c* pentru conectarea la reţea a înfăşurării statorice, două relee intermediare *d1* şi *d2*, două relee de curent *d3* şi *d4*, două contactoare de accelerare *c1* şi *c2*.

Timpii de acţionare a releelor intermediare sînt mai mari decît timpii de acţionare a releelor de curent *d3* şi *d4* :

$$t_{d1} > t_{d3}$$

$$t_{d2} > t_{d4}$$

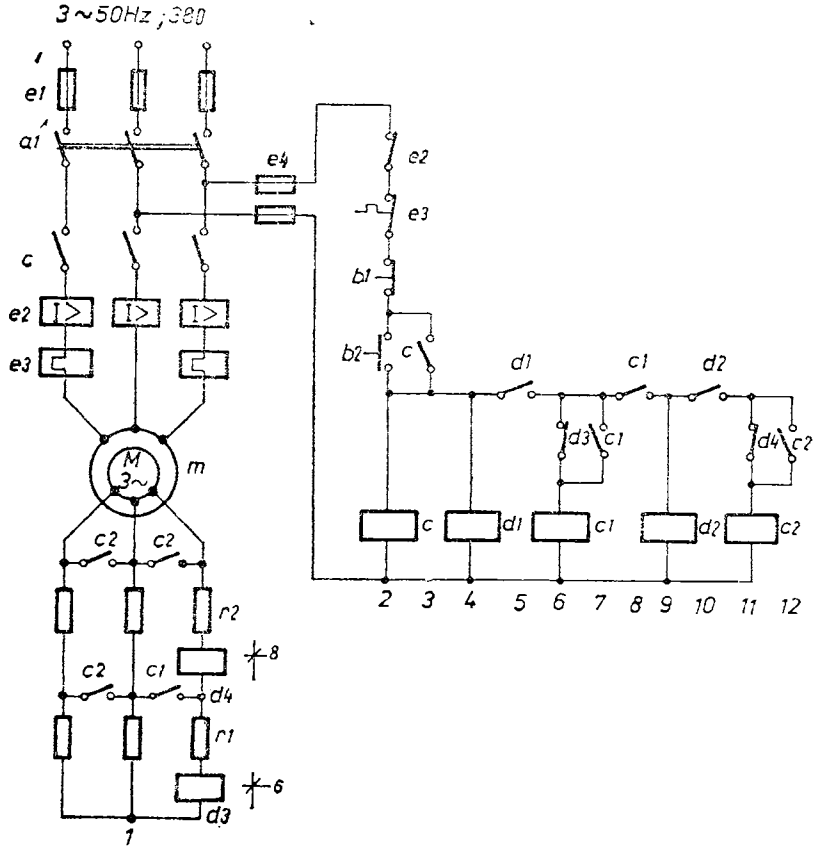


Fig. 10.18. Schema de comandă automată a pornirii reostatice în funcţie de curent a motorului asincron cu inele.

După închiderea întreruptorului *a1*, se acţionează butonul de pornire *b2*, contactorul *c* anclanşează, conectînd motorul *m* la reţeaua de alimentare. Motorul porneşte avînd introduse în circuitul rotoric rezistenţele r_1 şi r_2. Odată cu anclanşarea contactorului *c* este pusă sub tensiune şi bobina releului intermediar *d1*.

Deoarece timpul de acţionare al releului *d1* este mai mare decît cel al releului de curent *d3*, contactul normal închis *d3* din circuitul *6* se va deschide înaintea închiderii contactului n.d. *d1* din circuitul *5*, blocînd funcţionarea contactorului de accelerare *c1*, la creşterea curentului rotoric de la zero la valoarea maximă. Odată cu creşterea vitezei motorului, curentul scade (vezi fig. 10.8), iar cînd acesta atinge valoarea minimă I_{A2}, releul de curent *d3* declanşează închizîndu-şi contactul n.î. din circuitul *6*, făcînd posibilă anclanşarea contactorului de accelerare *c1*. Acesta scurtcircuitează prin contactele n.d. din circuitul *1* prima treaptă de rezistenţă r_1 iar prin contactul n.d. din circuitul *8* alimentează bobina releului intermediar *d2*. Releul *d2* are rol de blocare a acţionării contactorului de accelerare *c2* la creşterea curentului rotoric de la I_{A2} la I_{A1} în momentul scurtcircuitării primei trepte de rezistenţă r_1. Cînd curentul rotoric are din nou valoarea I_{A2}, releul *d4* declanşează, închizîndu-şi contactul n.î. din circui-

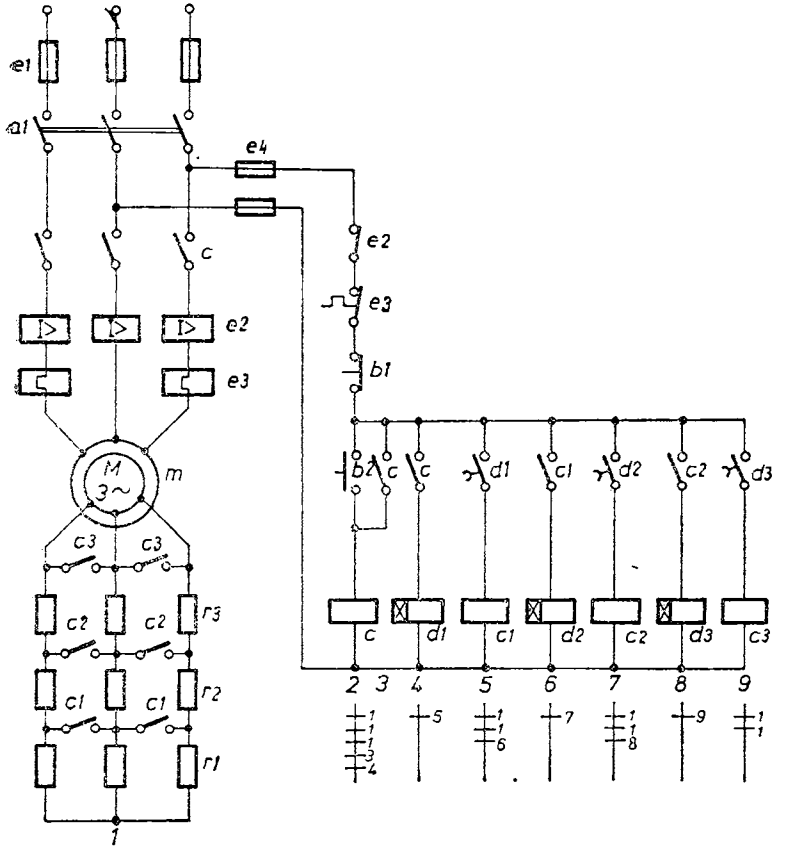


Fig. 10.19. Schema de comandă automată a pornirii reostatice în funcție de timp a motorului asincron cu inele.

tul *11*, făcînd posibilă anclanșarea contactorului de accelerare *c2*, care scurtcircuitează prin contactele n.d. din circuitul *1* rezistența r_2 și astfel pornirea motorului este terminată. Schema poate fi concepută și pentru un număr mai mare de trepte ale reostatului de pornire.

Comanda în funcție de timp a pornirii reostatice a unui motor asincron cu inele se poate realiza cu ajutorul schemei din figura 10.19.

Temporizarea releelor *d1*, *d2*, *d3* se determină ca diferență între timpul (t_1, t_2, t_3) necesar menținerii în circuitul rotoric a treptei respective de rezistență (vezi fig. 10.8), și timpul de acționare (t_{c1}, t_{c2}, t_{c3}) a contactorului de accelerare care scurtcircuitează treapta de rezistență respectivă :

$$t_{d1} = t_1 - t_{c1}$$

$$t_{d2} = t_2 - t_{c2}$$

$$t_{d3} = t_3 - t_{c3}$$

După închiderea întreruptorului *a1*, se acționează butonul de pornire *b2*, contactorul *c* anclanșează, conectînd motorul *m* la rețeaua de alimentare. Motorul pornește avînd în circuitul rotoric rezistența $r_1 + r_2 + r_3$.

Odată cu anclanşarea contactorului *c*, se alimentează bobina releului de timp *d1* prin închiderea contactului n.d. din circuitul *4*. După scurgerea timpului t_{a1}, releul de timp *d1* îşi închide contactul său n.d. cu temporizare la închidere şi permite anclanşarea contactorului de accelerare *c1*, care scurtcircuitează prin închiderea contactelor n.d. din circuitul *1*, prima treaptă de rezistenţă r_1 a reostatului de pornire. În acelaşi timp prin intermediul contactului n.d. *c1* din circuitul *6* se pune sub tensiune releul de timp *d2*, care după scurgerea timpului fixat t_{a2}, îşi închide contactul n.d. cu temporizare la închidere din circuitul *7* permiţînd anclanşarea contactorului de accelerare *c2* care va scurtcircuita şi a doua treaptă r_2 a reostatului de pornire prin închiderea contactelor n.d. din circuitul *1*. În acelaşi mod va fi scurtcircuitată şi ultima treaptă a reostatului de pornire r_3, încheindu-se procesul de pornire. Evident schema de comandă poate fi concepută pentru orice număr al treptelor reostatului de pornire.

10.5. COMANDA AUTOMATĂ A MOTOARELOR SINCRONE

Motorul sincron trifazat de joasă şi înaltă tensiune se utilizează tot mai frecvent în industrie, mai ales pentru acţionarea maşinilor de lucru cu viteză constantă (compresoare, pompe, ventilatoare, exaustoare etc.), deoarece randamentul şi factorul de putere ridicat al acestuia îl recomandă în aceste situaţii.

În cazul pornirii motorului sincron în asincron, comanda circuitului de excitaţie necesită executarea unor operaţii complexe. Astfel, la începutul pornirii înfăşurarea de excitaţie trebuie să fie închisă asupra unei rezistenţe pentru a preîntîmpina apariţia unor tensiuni ridicate, în momentul cuplării înfăşurării statorice la reţeaua de alimentare. După ce motorul atinge o viteză apropiată de cea de sincronism, înfăşurarea de excitaţie se alimentează în curent continuu. Alimentarea cu tensiune continuă se poate face în una sau două trepte (funcţie de mărimea cuplului static rezistent pe care motorul trebuie să-l învingă la pornire). Momentul de alimentare a înfăşurării de excitaţie trebuie astfel ales, încît să se obţină o sincronizare cît mai rapidă a motorului, cu şocuri de curent cît mai mici în circuitul statoric.

În cazul maşinilor ce au cuplul static rezistent mare la pornire, pornirea este grea şi se realizează cu scheme speciale care asigură limitarea valorii curentului de pornire.

Acţionările industriale cu motoare electrice sincrone sînt prevăzute cu comanda automată a pornirii, de obicei conectarea înfăşurării de excitaţie la sursa de curent continuu făcîndu-se în funcţie de viteză.

În figura 10.20 se prezintă o schemă de comandă automată a pornirii în asincron a unui motor sincron. Elementul care sesizează (indirect) viteza rotorului, şi care comandă momentul sincronizării (alimentării înfăşurării de excitaţie) este releul polarizat *d1*, conectat prin redresorul *n* pe o parte a rezistenţei de descărcare *r*.

Acţionînd butonul de pornire *b2* (cu întreruptorul *a1* închis) contactorul *c* anclanşează, conectînd statorul motorului sincron la reţeaua de alimentare. Tensiunea aplicată bobinei releului *d1* scade ca amplitudine şi frecvenţă odată cu creşterea vitezei motorului, fiind pulsatorie datorită prezenţei în serie cu bobina a unei diode redresoare *n*, la fel ca şi curentul i_{a1} prin bobină. Releul polarizat *d1* este un releu electromagnetic de cu-

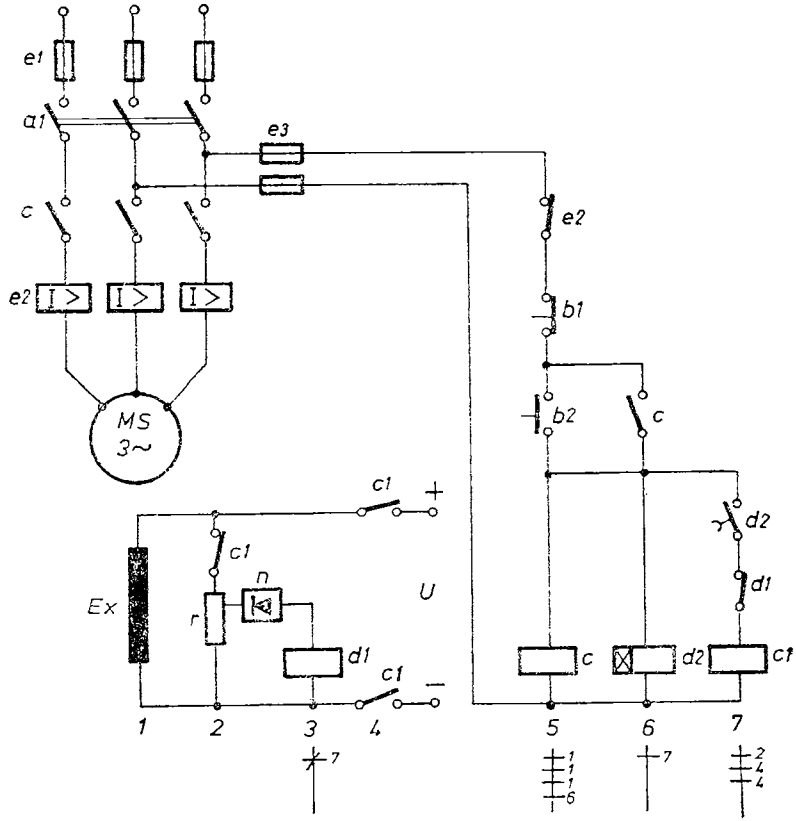


Fig. 10.20. Schema de comandă automată a pornirii în asincron a unui motor sincron.

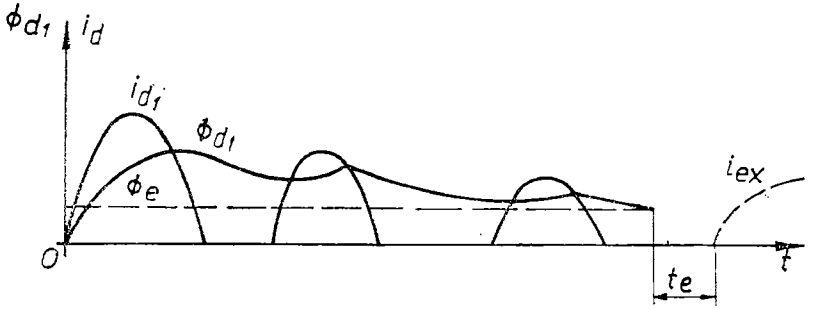


Fig. 10.21. Explicativă la funcționarea releului *d1*.

rent continuu cu cămașe de cupru. În cămașa de cupru apar curenți de inducție. Fluxurile magnetice asociate curenților induși și curentului din bobina releului sînt defazate. Însumarea celor două fluxuri defazate face ca variația fluxului rezultat Φ_{d1} să nu urmărească variațiile curentului i_{d1} (fig. 10.21).

În momentul conectării statorului la rețeaua de alimentare, tensiunea de alimentare a releului *d1* este mare, acesta își atrage armătura sa și o

reține. Prin deschiderea contactului n.î. din circuitul 7 nu se poate anclanșa contactorul *c1*, deci în timpul pornirii nu se aplică tensiune înfășurării rotorice de excitație a motorului sincron. Releul de timp *d2* are rol de blocare, nepermițînd închiderea circuitului de alimentare a contactorului *c1*, odată cu anclanșarea contactorului *c*, în eventualitatea că timpul de acționare a contactorului *c1* este mai mic decît timpul de acționare a releului *d1*.

Pe măsură ce motorul se accelerează scade tensiunea la bornele bobinei releului *d1* ; proporțional cu alunecarea care scade, scade și frecvența curentului i_{d1}, deci cresc intervalele temporale dintre semiperioadele curentului i_{d1}. Releul *d1* va declanșa în primul interval dintre semiperioadele curentului i_{d1}, în care fluxul magnetic rezultant va deveni inferior fluxului de eliberare a armăturii Φ_e (fig. 10.21). Releul *d1* va declanșa pentru o alunecare $s \cong 5\%$, respectiv la o viteză de 95% din cea de sincronism, închizîndu-și contactul n.î. din circuitul 7 și permite anclanșarea contactorului *c1* și deci alimentarea înfășurării de excitație rotorică cu tensiune continuă.

Curentul prin înfășurarea rotorică de excitație începe să crească după scurgerea unui timp t_e (egal cu suma timpilor de acționare a releului *d1* și contactorului *c1*) de la momentul egalității fluxurilor $\Phi_{d1} = \Phi_e$. Pentru oprire se apasă pe butonul *b1* ; contactorul *c* declanșază deconectînd statorul de la rețea. Prin declanșarea contactorului *c1* schema se pregătește pentru o nouă pornire.

În unele situații este necesar ca oprirea motorului să se facă prin frînare dinamică. În aceste situații schema de comandă se concepe în așa fel încît la oprire, după decuplarea de la rețea, înfășurarea statorică să fie conectată pe o rezistență trifazată iar prin înfășurarea de excitație să se treacă un curent de excitație maxim.

11.

PROBLEME ENERGETICE ALE SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICA

Introducerea mecanizării și automatizării pe scară tot mai largă în procesele industriale a condus la creșterea ponderii puterilor instalate ale acționărilor electrice în totalul consumatorilor de energie electrică. Astfel, în economiile foarte avansate, puterea instalată în SAE atinge pînă la 66% din puterea instalată în centralele electrice. Acest fapt, luat în considerație împreună cu problemele energetice actuale, impune reconsiderarea SAE atît în ceea ce privește alegerea puterii motoarelor de acționare cît și a consumurilor de energie electrică în regimurile staționare și dinamice.

11.1. ENERGETICA SISTEMELOR DE ACȚIONARE ÎN REGIMURI STAȚIONARE

Din punctul de vedere al randamentului conversiei energiei, motorul electric, pe caracteristici mecanice naturale, prezintă avantajele unui randament ridicat și absorbirii unei puteri electrice strict determinate de puterea mecanică solicitată la arbore. Dacă se notează cu P_1 puterea electrică absorbită la borne, iar cu P_2 puterea mecanică utilă la arbore, randamentul motorului este dat de relația

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \Sigma p}{P_1}, \tag{11.1}$$

unde Σp, reprezintă pierderile de putere proprii ale motorului. În general, motoarele electrice sînt astfel proiectate și executate încît randamentul maxim se obține în vecinătatea valorii nominale a puterii utile P_2 (fig. 11.1). Asigurarea funcționării la randamentul maxim presupune, pe de o parte estimarea cît mai exactă a cuplurilor rezistente statice ale mașinilor de lucru și organelor de transmisie, iar pe de altă parte alegerea motorului electric cu puterea nominală standardizată cea mai apropiată de cea reală necesară. Funcționarea SAE în regim staționar, pe caracteristici mecanice artificiale, modifică regimul energetic în sensul că micșorează randamentul conversiei față de funcționarea pe caracteristici mecanice naturale. Valoarea randamentului SAE este de-

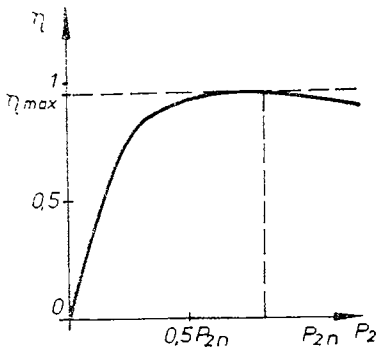


Fig. 11.1. Curba randamentului pentru motoarele electrice.

terminată atît de tipul de motor electric utilizat cît și de metoda de modificare a vitezei adoptată. Caracteristicile mecanice artificiale pentru motoarele de c.c. pot fi obținute prin trei metode : introducerea de rezistoare în circuitul rotoric, modificarea fluxului de excitație și/sau a tensiunii rotorice. Prima metodă este dezavantajoasă atît din punct de vedere al calității reglării, cît și al economicității, întrucît în rezistorul de reglare se disipă cantități importante de energie electrică. Obținerea caracteristicilor mecanice artificiale prin modificarea tensiunii rotorice și/sau a fluxului de excitație, foarte avantajoasă din punct de vedere al reglării, utilizează mai multe tipuri de surse de alimentare :

1. *Mutatoare semicomandate sau comandate cu comutație naturală* de tip ionic sau cu semiconductoare. Mutatoarele cu tiristoare sînt cele mai avantajoase din punct de vedere energetic fiind caracterizate prin pierderi proprii de putere reduse, în timp ce mutatoarele ionice, cu ignitroane, din ce în ce mai puțin utilizate în prezent, sînt caracterizate prin pierderi proprii de putere și consumuri auxiliare (comanda aprinderii și răcire) mult mai mari.

2. *Generatoare de c.c. în așa-numitul sistem grup generator-motor.* Dacă se notează cu η_1, η_2 și η_3 randamentul celor trei mașini din sistem (motor c.a., generator de c.c. și motor de c.c.) randamentul total al sistemului va fi

$$\eta = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3. \tag{11.2}$$

Avînd în vedere că cele trei mașini au puteri aproximativ egale și randamente asemănătoare, rezultă pentru acest sistem de conversie, făcînd o estimare aproximativă, o triplare a pierderilor de putere, randamentul conversiei fiind inferior celui obținut utilizînd mutatoare cu semiconductoare.

3. *Surse hibride* utilizînd amplificatoare magnetice și mutatoare necomandate. Aceste surse sînt caracterizate prin pierderi mari de putere în înfășurările de lucru ale amplificatoarelor magnetice și sînt în prezent înlocuite aproape integral cu mutatoare comandate cu semiconductoare.

Funcționarea SAE cu motoare asincrone trifazate pe caracteristici mecanice artificiale se realizează fie prin introducerea de rezistoare în circuitul rotoric, fie prin modificarea tensiunii și frecvenței de alimentare. Ultima metodă este folosită în prezent și pentru SAE cu motoare sincrone trifazate. Prima metodă este asemănătoare, atît din punct de vedere al reglării cît și al randamentului energetic, cu metoda similară de la SAE cu motoare de c.c.

Funcționarea economică pe caracteristici mecanice artificiale a *SAE* cu motoare asincrone sau sincrone se realizează prin modificarea pe cale electromagnetică sau statică a tensiunii și frecvenței. Net avantajoasă din punct de vedere energetic, dar și al reglării, este soluția cu convertoare statice.

Rezultă, deci, că realizarea unor regimuri de funcționare staționare cu consumuri energetice cît mai reduse este condiționată, în primul rînd, de randamentul motoarelor de acționare utilizate. Realizarea unor motoare electrice cu randamente mari este posibilă prin micșorarea pierderilor de putere proprii. În acest sens se impune utilizarea materialelor magnetice de bună calitate, cu pierderi specifice prin histerezis și curenți turbionari cît mai mici, funcționarea nesaturată a mașinilor, precum și realizarea mecanică cît mai îngrijită. Micșorarea pierderilor în înfășurări,

la aceeași putere, se realizează prin utilizarea unor tensiuni cît mai mari, valorile maxime fiind însă limitate de tipul de motor și de materialele electroizolante disponibile.

Pe de altă parte, valoarea randamentului motoarelor trebuie să rămînă constantă pe întreaga perioadă de exploatare și să nu se modifice după efectuarea operațiilor de întreținere sau reparații. Uneori însă, în cadrul reparațiilor se fac modificări constructive ca rebobinări, folosind conductoare de alt diametru, rectificări ale întrefierului sau montaje incorecte care conduc atît la creșterea pierderilor mecanice, cît și, cel mai des, a pierderilor în cupru, ca urmare a modificărilor din circuitul magnetic sau a înfășurărilor. Este obligatoriu ca orice reparație să fie urmată de încercări asemănătoare celor executate pentru produsele noi, care să ateste readucerea mașinii la parametrii inițiali.

11.2. ENERGETICA SISTEMELOR DE ACȚIONARE ÎN REGIMURI DINAMICE

Regimul dinamic pentru un SAE înseamnă de fapt regimul în care mărimile funcționale mecanice (viteză unghiulară, cuplu electromagnetic) și cele electrice (curentul de sarcină, tensiune, flux magnetic) sînt variabile. Regimurile dinamice se analizează în mod frecvent doar pentru mașinile de c.c. și asincrone trifazate, întrucît mașina sincronă se poate asimila în procesul de pornire sau frînare cu cea asincronă.

Pentru început se va considera un SAE cu motor de c.c. cu excitație separată constantă. Ecuațiile funcționale, de regim dinamic sînt

$$u(t)=Ri_A(t)+L_A\frac{\mathrm{d}i_A(t)}{\mathrm{d}t}+u_e(t)+\Delta u_p, \tag{11.3}$$

pentru circuitul rotoric și

$$m(t)=m'_s(t)+J\frac{\mathrm{d}\Omega(t)}{\mathrm{d}t} \tag{11.4}$$

pentru echilibru mecanic, mărimile avînd semnificația din figura 11.2, respectiv Δu_p fiind căderea de tensiune la perii, m'_s cuplul static rezistent care înglobează și cuplul de frecări și de pierderi în fier ale motorului, iar J momentul de inerție al *SAE*. Amplificînd (11.3) cu $i_A(t)$, iar (11.4) cu $\Omega(t)$ se obțin ecuațiile :

$$u(t)\cdot i_A(t)=Ri_A^2(t)+L_Ai_A(t)\frac{\mathrm{d}i_A(t)}{\mathrm{d}t}+$$
$$+u_e(t)\,i_A(t)+\Delta u_p i_A(t) \tag{11.5}$$

$$m(t).\Omega(t)=m'_s(t)\,\Omega(t)=J\Omega(t)\frac{\mathrm{d}\Omega(t)}{\mathrm{d}t}. \tag{11.6}$$

Dar avînd în vedere că

$$m(t)\cdot\Omega(t)=u_e(t)\cdot i_A(t)=p(t), \tag{11.7}$$

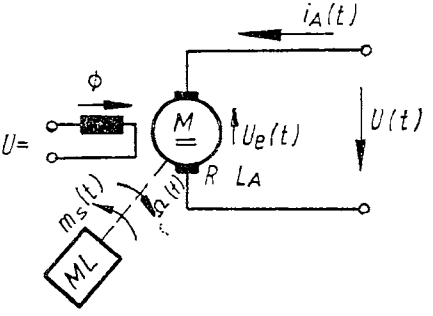


Fig. 11.2. Sistem de acționare electrică cu motor de c.c. cu excitație separată.

unde $p\ (t)$ este puterea electromagnetică instantanee, din (11.5) ... (11.7) se obține

$$u(t)\cdot i_A\ (t)=Ri_A^2\ (t)+L_A\, i_A\ (t)\frac{\mathrm{d}i_A\ (t)}{\mathrm{d}t}+\Delta u_p i_A(t)+m_s'\ (t)\Omega(t)+$$

$$+J\Omega(t)\frac{\mathrm{d}\Omega\ (t)}{\mathrm{d}t}, \tag{11.8}$$

care reprezintă în fapt ecuația de bilanț a puterilor.

Termenul $u\ (t)\ i_A\ (t)$ reprezintă puterea absorbită de motor de la sursă. În membrul al doilea sînt cuprinse, în ordine, pierderile de putere în înfășurarea rotorică, puterea primită sau cedată de cîmpul electromagnetic corespunzător inductivității înfășurării rotorice, pierderile de putere la perii, puterea electrică transformată în putere mecanică și puterea corespunzătoare energiei înmagazinate sau cedate de masele în mișcare. În termenul $m_s'\ (t)\cdot\Omega(t)$ sînt cuprinse, pe lîngă puterea mecanică utilă, pierderile de putere mecanice și pierderile în fierul circuitului magnetic al mașinii, impunîndu-se separarea lor. În cazul mașinilor compensate, lucrînd la flux inductor constant, pierderile de putere în fier pot fi scrise sub forma

$$p_{Fe}=a\Omega\ (t)+b\Omega^2\ (t), \tag{11.9}$$

sau sub formă de cuplu

$$m_{Fe}=a+b\Omega\ (t), \tag{11.10}$$

unde a și b sînt constante caracterizînd pierderile prin histerezis și prin curenți turbionari. Cuplul de frecări mecanice m_0, propriu motorului, într-o primă aproximație, se poate considera constant. Rezultă pentru cuplul rezistent

$$m_s'\ (t)=m_s\ (t)+m_0+a+b\Omega\ (t), \tag{11.11}$$

unde prin $m_s\ (t)$ s-a notat cuplul static rezistent al mașinii de lucru. Dacă se are în vedere că t.e.m.

$$u_e\ (t)=k\Omega\ (t), \tag{11.12}$$

și se aplică transformata Laplace, în condițiile inițiale nule ecuațiilor funcționale de mai sus, rezultă schema bloc operațională pentru motor prezentată în figura 11.3, care poate fi integrată pe calculator analogic sau numeric, oferind atît variația mărimilor funcționale cît și bilanțul energetic pentru orice regim dinamic.

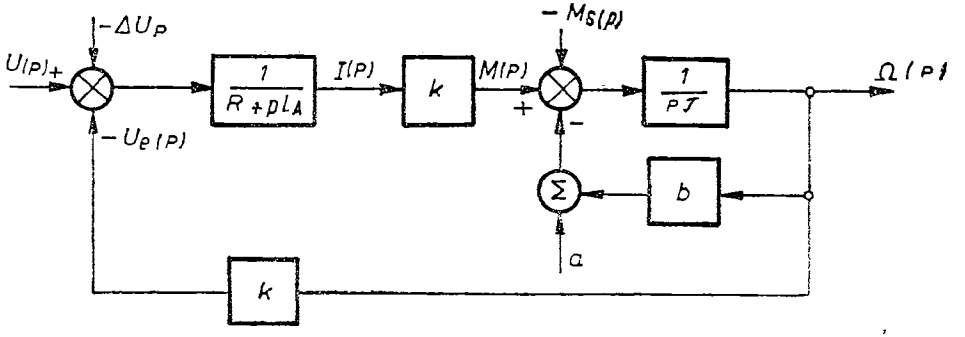


Fig. 11.3. Schema bloc operațională pentru modelul energetic al motorului de c.c., cu flux constant.

Modul de reprezentare de mai sus poate fi extins și pentru cazul fluxului de excitație variabil oferind aceleași posibilități de calcul. Metoda de mai sus oferă rezultate exacte privind energetica regimurilor dinamice, existînd, în același timp, posibilitatea studierii acestora pentru forme diverse de variație a cuplului static rezistent sau a tensiunii de intrare.

În lucrarea [10] este prezentată o metodă simplificată de apreciere a energeticii regimurilor dinamice, la care se iau în considerație numai pierderile variabile în motor (în înfășurarea rotorică). Astfel pentru motorul de curent continuu cu excitație constantă, în ipoteza de mai sus, ecuația (11.8) devine

$$u(t)\cdot i_A(t)=Ri_A^2(t)+m_s(t)\,\Omega(t)+J\Omega(t)\frac{\mathrm{d}\Omega(t)}{\mathrm{d}t}. \tag{11.13}$$

Pe de altă parte, dacă se notează cu Ω_0 viteza de mers în gol ideală, întrucît se neglijează pierderile în fier și mecanice,

$$u(t)\,i_A(t)=m(t)\,\Omega_0, \tag{11.14}$$

unde $m(t)$, cuplul motorului, se determină din ecuația echilibrului mecanic

$$m(t)=m_s(t)+J\frac{\mathrm{d}\Omega(t)}{\mathrm{d}t}. \tag{11.15}$$

Din (11.13) ... (11.15) se poate deduce ecuația de calcul a energiei de pierderi pentru un regim dinamic ce se desfășoară în intervalul de timp $[t_1, t_2]$ cu relația

$$W=\int_{t_1}^{t_2}Ri_A^2(t)\,\mathrm{d}t=\int_{t_1}^{t_2}m_s[\Omega_0-\Omega(t)]\,\mathrm{d}t+J\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}[\Omega_0-\Omega(t)]\,\mathrm{d}\Omega(t), \tag{11.16}$$

unde Ω_1 și Ω_2 sînt valorile vitezei unghiulare la începutul și sfîrșitul regimului dinamic. Considerînd cuplul $m_s=M_s$ constant în timp, relația (11.16) devine

$$W=M_s\left[[\Omega_0(t_2-t_1)-\int_{t_1}^{t_2}\Omega(t)\,\mathrm{d}t\right]+J\left[\Omega_0(\Omega_2-\Omega_1)-\frac{\Omega_2^2-\Omega_1^2}{2}\right]. \tag{11.17}$$

Ecuația (11.17) se poate particulariza pentru diverse tipuri de regimuri dinamice. Astfel, pentru pornire $t_1=0$, $\Omega_1=0$, $t_2=t_p$, iar $\Omega_2=\Omega_s$, viteza de regim staționar. Energia de pierderi la pornire este

$$W=M_s\left[\Omega_0 t_p-\int_0^{t_p}\Omega(t)\,\mathrm{d}t\right]+J\left[\Omega_0\Omega_s-\frac{\Omega_s^2}{2}\right], \tag{11.18}$$

iar pentru pornirea în gol, cînd $M_s=0$, iar $\Omega_s=\Omega_0$,

$$W_0=\frac{1}{2}J\Omega_0^2, \tag{11.19}$$

adică energia pierdută în rezistența rotorică este egală cu cea înmagazinată în masele în mișcare de rotație.

Particularizînd, în același mod, relația (11.17) pentru alte regimuri rezultă, de exemplu, tot pentru o funcționare în gol, energia pierdută la frînarea propriu-zisă

$$W_f=3W_0, \tag{11.20}$$

la frînarea dinamică

$$W_{fd}=W_0 \tag{11.21}$$

şi pentru inversarea sensului de rotaţie

$$W_i=4W_0. \tag{11.22}$$

Pentru motorul asincron trifazat se poate, de asemenea, realiza un model energetic de felul celui prezentat pentru motorul de c.c., însă ecuaţiile funcţionale sînt mult mai complicate. O analiză simplificată se rezumă tot la pierderile în înfăşurări [10], calculînd energia de pierderi cu relaţia

$$W=3\int_{t_1}^{t_2}(R_1+R_2')\ i_2'^2\,dt=\int_{t_2}^{t_1}p_{Cu2}\left(1+\frac{R_1}{R_2'}\right)dt, \tag{11.23}$$

unde R_1 şi R_2' sînt rezistenţele pe o fază a înfăşurării statorice, respectiv rotorice raportate, $i_2'\approx i_1$, curentul de fază rotoric raportat, iar i_1 curentul de fază statoric.

Dar p_{Cu2}, pierderile în înfăşurarea rotorică, au valoarea

$$p_{Cu}{}^2=m\,(t)\,\Omega_1\cdot s=m\,(t)\frac{s}{1-s}\,\Omega\,(t). \tag{11.24}$$

Puterea electromagnetică, avînd în vedere şi ecuaţia echilibrului mecanic, se poate scrie sub forma

$$m\,(t)\,\Omega\,(t)=m_s\,(t)\,\Omega\,(t)+J\Omega\,(t)\frac{d\Omega\,(t)}{dt}=m_s\,(t)\,\Omega\,(t)-J\Omega_1-\Omega\,(t)\frac{ds}{dt}, \tag{11.25}$$

unde s este alunecarea; Ω_1 — viteza unghiulară de sincronism, iar $\Omega\,(t)$ viteza motorului. Prin introducerea lui (11.25) în (11.24) şi integrare la cuplul static constant rezultă

$$W=\left(1+\frac{R_1}{R_2'}\right)\int_{t_1}^{t_2}\left[M_s\Omega\,(t)+J\Omega\,(t)\frac{d\Omega\,(t)}{dt}\right]\frac{s}{1-s}\,dt=$$

$$=\left(1+\frac{R_1}{R_2'}\right)\left[M_s\Omega_1\int_{t_1}^{t_2}s\,dt+\frac{1}{2}J\Omega_1^2(s_1^2-s_2^2)\right], \tag{11.26}$$

unde s_1 şi s_2 sînt alunecările la începutul şi sfîrşitul regimului dinamic. Dacă se calculează, la fel ca la motorul de c.c., energia de pierderi la pornirea în gol rezultă

$$W_0=\left(1+\frac{R_1}{R_2'}\right)\frac{J\Omega_1^2}{2}, \tag{11.27}$$

iar concluziile pentru celelalte regimuri se păstrează.

Din cele prezentate mai sus rezultă că îmbunătăţirea energeticii regimurilor dinamice se poate realiza prin micşorarea momentelor de inerţie şi a vitezelor de mers în gol ideale. Prima concluzie este realistă, în timp ce a doua trebuie analizată împreună cu posibilităţile de realizare propriu-zisă a SAE.

11.3. ENERGIA REACTIVĂ ÎN SISTEMELE DE ACȚIONARE

SAE sînt, în general, indiferent de tipul de motor, consumatori de tip inductiv. Consumul de energie reactivă se manifestă mai puțin la nivelul mașinii electrice, prin creșterea pierderilor în înfășurări, influența principală fiind în rețelele de alimentare, unde produce creșterea pierderilor și micșorarea capacității de încărcare cu putere activă a transformatoarelor.

Pentru mașinile asincrone trifazate factorul de putere este inductiv indiferent de regimul de funcționare și depinde de sarcina la arbore (fig. 11.4). Reducerea puterii reactive absorbite se poate realiza prin proiectarea și executarea mașinilor asincrone cu întrefier cît mai mic și cu funcționarea nominală în porțiunea nesaturată a curbei de magnetizare. În exploatare puterea reactivă absorbită se poate micșora prin trecerea de la funcționarea în triunghi la funcționarea în stea (vezi § 8.2.2), dacă sarcina la arbore permite, sau prin deconectarea mașinii la funcționarea în gol. De asemenea, este recomandabil ca motoarele asincrone să fie înlocuite, unde acest lucru este posibil, cu motoare sincrone.

Puterea reactivă absorbită poate crește dacă la efectuarea reparațiilor se modifică înfășurarea statorică, sau se mărește întrefierul, ca urmare a rectificării pachetelor de tole. Se impune, deci, realizarea unor reparații care să aducă mașina la parametrii funcționali inițiali.

Spre deosebire de mașinile asincrone, mașinile sincrone pot lucra cu factor de putere reglabil. Avantajul este dublu, pe de o parte mașinile pot funcționa fără să absoarbă putere reactivă de la rețea, pe de altă parte pot fi folosite pentru producerea locală a energiei reactive necesară pentru consumatorii alimentați din același transformator. Utilizarea cea mai eficientă, din acest punct de vedere, a unui motor sincron se realizează cu sisteme de reglare automată a excitației.

Motoarele de c.c. nu absorb direct putere reactivă din rețea, ci prin intermediul sursei de alimentare, atunci cînd aceasta este un mutator cu comutație de la rețea, comandat. Mutatorul absoarbe putere reactivă din rețeaua de c.a. pentru realizarea comutației, factorul de putere al unui mutator fiind egal, dacă se neglijează efectul suprapunerii conducției, cu cosinusul unghiului de comandă α. În figura 11.5 este prezentată, în mărimi relative, variația puterii reactive absorbite de mutator în funcție de unghiul de comandă α. Se constată că atît în regim de redresor, cît și în

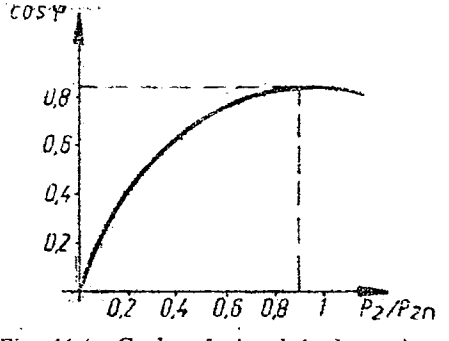


Fig. 11.4. Curba factorului de putere pentru motoare asincrone trifazate.

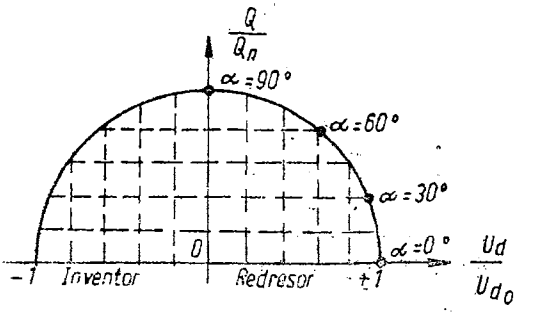


Fig. 11.5. Puterea reactivă absorbită de un mutator cu comutație de la rețea.

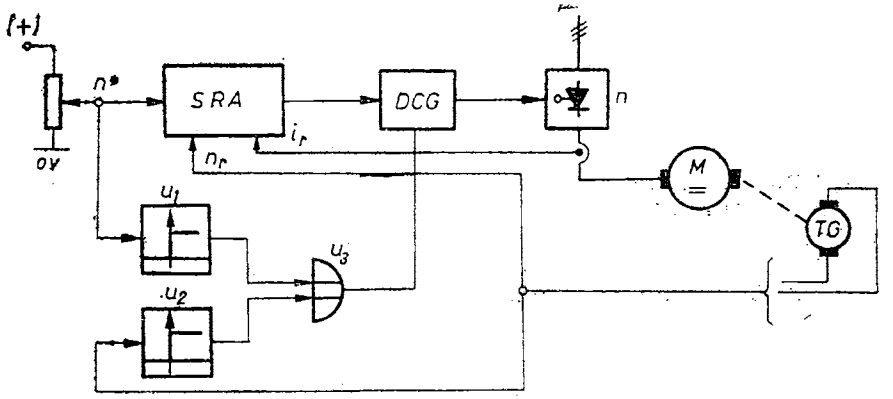


Fig. 11.6. Schema bloc pentru anularea impulsurilor de comandă.

regim de invertor, mutatorul absoarbe putere reactivă, valoarea maximă fiind pentru $\alpha=90°$, tensiunea medie redresată fiind nulă, cînd, practic, mutatorul absoarbe din rețea numai putere reactivă. În cazul liniilor tehnologice în flux, aflate în repaus, se poate produce, din acest motiv, blocarea cu putere reactivă a rețelei de alimentare. Evitarea unei astfel de situații se face prin suprimarea impulsurilor de comandă ale mutatorului în poziția de repaus a *SAE*. Blocarea generării impulsurilor de către dispozitivul de comandă pe grilă, *DCG*, se face (fig. 11.6) prin elementul „SRA" *U3* și elementele prag *U1* și *U2*, care sesizează dacă valoarea impusă n^*, sau reală, n_r, este nulă. Prin blocul *SRA* s-a reprezentat sistemul de reglare automată. Alte metode de reducere a puterii reactive utilizează, acolo unde este posibil, mutatoare semicomandate, sau comanda asimetrică.

11.4. REGIMUL DEFORMANT ÎN SISTEMELE DE ACȚIONARE

Existența regimului deformant în sistemele de alimentare se manifestă la motoarele de c.a. prin micșorarea capacității de încărcare a acestora ca urmare a prezenței armonicilor superioare de curent, iar în rețele prin creșterea pierderilor de energie. Motoarele electrice de c.a. sînt receptoare deformante producătoare de armonici de tensiune, ca urmare a deformării curenților absorbiți. Aportul, ca receptoare deformante, a acestora este însă relativ redus. SAE reglabile cu motoare de c.c. alimentate prin mutatoare comandate cu comutație de la rețea sînt în regim de redresor generatoare de armonici de curent, iar în regim de invertor generatoare de armonici de tensiune, ca urmare a încărcării asimetrice a transformatorului în cursul unei perioade și a efectului suprapunerii conducției în procesul de comutație.

Pentru exemplificare, în figura 11.7 sînt reprezentate formele de undă pentru tensiunea de fază (*a*), tensiunea de linie (*b*) și tensiunea redresată (*c*), pentru un mutator cu 6 pulsuri (fig. 11.8) comandat la un unghi α. Procesul comutației, trecerea conducției de pe un tiristor pe altul, este caracterizat prin unghiul de suprapunere u, cînd conduc trei tiristoare. Efectele comutației se regăsesc în forma tensiunii redresate U_d

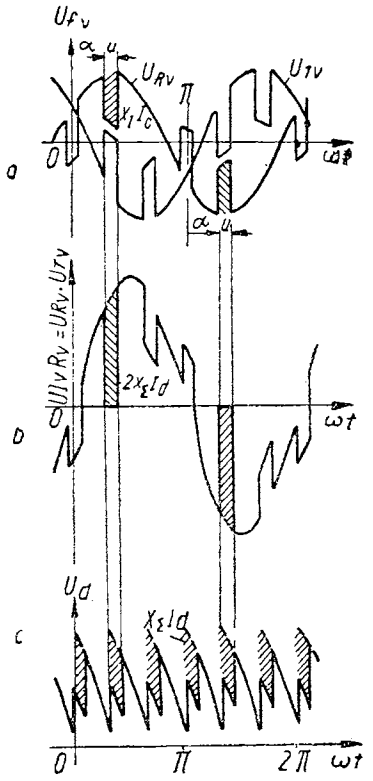


Fig. 11.7. Forma de undă pentru tensiunile mutatorului în punte trifazată.

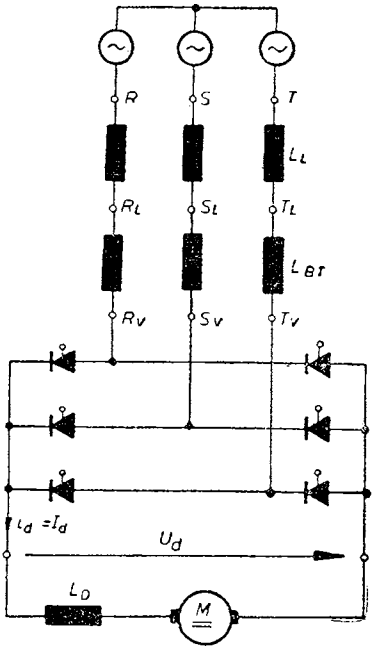


Fig. 11.8. Mutator în punte trifazată.

prin căderile de tensiune reactivă (porțiuni haşurate), iar în forma tensiunilor de alimentare prin deformări puternice (suprafețele haşurate). Dacă se presupune curentul mediu redresat, I_d, constant, regimul deformant produs în rețea depinde de valoarea acestuia și de reactanța totală anodică

$$X = \omega L_L + \omega L_{BT}, \tag{11.28}$$

unde L_L este inductivitatea rețelei ; L_{BT} — inductivitatea proprie a mutatorului (bobina de rețea și/sau transformatorul de alimentare), iar ω pulsația rețelei. Mutatorul în punte trifazată, cu filtraj ideal pe partea de c.c., generează numai armonici de ordinul $6K \pm 1$ (K întreg), valoarea efectivă a armonicilor de curent reducîndu-se cu cît unghiul de suprapunere u este mai mic (curentul mediu redresat I_d mai mic) și ordinul armonicii mai mare.

Deformările din tensiunile de alimentare, în afară de efectele menționate mai sus, produc asimetrii ale comenzii pe grilă și întîrzierea intrării în conducție a tiristoarelor, impunîndu-se luarea unor măsuri de limitare a regimului deformant.

În cazul mutatoarelor conectate la rețea prin intermediul unor transformatoare sau a unor bobine de rețea, ansamblul reactanțelor ωL_{LT} și

ωL_{BT} alcătuiesc un divizor de tensiune, care reduce deformațiile de tensiune în rețea (fig. 11.9) în raportul

$$K_{BT}=\frac{2X_L I_d}{2X_L I_d+2X_{BT} I_d}=\frac{\omega L_L}{\omega L_L+\omega L_{BT}}=\frac{L_L}{L_L+L_{BT}}, \qquad (11.29)$$

unde prin $2X_L I_d$ și $2X_{BT} I_d$ au notat căderile de tensiune în rețea și pe inductivitatea proprie a mutatorului.

Din (11.29) rezultă că influența armonicilor de curent în rețea va fi cu atît mai mică, cu cît inductivitatea rețelei va fi mai mică, iar cea a mutatorului mai mare. Inductivitate mică pentru rețea înseamnă putere de scurtcircuit mare, care ridică probleme privind protecția tiristoarelor la curenți de scurtcircuit. Creșterea valorii inductivității proprii a mutatorului conduce la creșterea unghiului de suprapunere și la amplificarea fenomenelor legate de comutație. Dimensionarea inductivității L_{BT} se face în funcție de conținutul de armonici admis în rețea și puterea de scurtcircuit a rețelei.

Un alt mod, mai eficient, de reducere a armonicilor de tensiune pentru mutatoare în punte trifazată este prezentat în figura 11.10. Acesta este de fapt un mutator cu 12 pulsuri realizat prin conectarea în paralel a două mutatoare în punte trifazată alimentate prin transformatoare cu grupe de conexiuni diferite, Dd_0 și Dy_{11}. Pentru conexiunea Dd_0 spectrul armonicilor de curent în rețea este de forma

$$i_{\triangle}(t)=\sqrt{2}\,(I_1\cos\omega t-I_5\cos 5\omega t+I_7\cos 7\omega t-I_{11}\cos 11\,\omega t+ \\ +I_{13}\cos 13\omega t+\ldots), \qquad (11.30)$$

unde $I_1, I_5, \ldots$ sînt valorile efective ale armonicilor de ordinul $1,5\ldots$, iar ω pulsația fundamentalei. Pentru partea de mutator în conexiune Dy_{11},

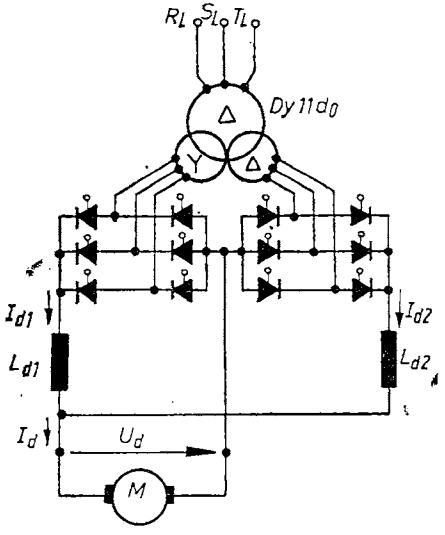


Fig. 11.9. Reducerea armonicilor de tensiune injectate în rețea.

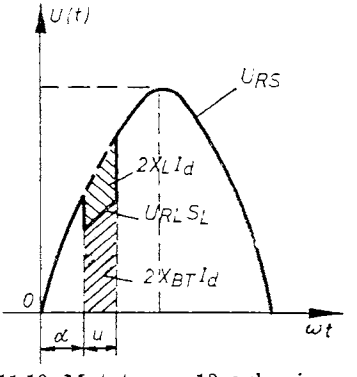


Fig. 11.10. Mutator cu 12 pulsuri.

considerînd schema perfect simetrică și avînd în vedere defazajul de 30° al comenzii, înainte față de conexiunea Dd_0, rezultă spectrul

$$i\lambda(t)=\sqrt{2}\,(I_1\cos\omega t+I_5\cos 5\omega t-I_7\cos 7\omega t-I_{11}\cos 11\omega t+ \\ +I_{13}\cos 13\,\omega t+\ldots). \tag{11.31}$$

Cele două spectre, $i_\Delta\,(t)$ și $i_Y\,(t)$, se însumează la nivelul primarului transformatorului conducînd la anularea armonicilor de ordinul 5 și 7, care, dealtfel, au ponderea cea mai însemnată. Metoda se aplică la SAE de mare putere, dar poate fi extinsă și la puteri mici, pentru linii în flux continuu cu același regim de viteză, conectînd o parte din mutatoare la rețea prin transformatoare cu conexiunea Dd_0 sau Yy_0, iar altă parte prin transformatoare cu conexiunea Dy_{11}.

11.5. METODE DE ESTIMARE A CONSUMURILOR DE ENERGIE ELECTRICĂ ALE SISTEMELOR DE ACȚIONARE

Estimarea consumurilor de energie electrică pentru SAE se face prin întocmirea bilanțului electroenergetic al sistemului, pentru o perioadă dată, pe baza ecuației conservării energiei

$$W_i=W_u+W_{mec}+W_J+W_{supl}+W_e, \tag{11.32}$$

unde W_i, W_e și W_u reprezintă energia intrată, ieșită și utilă, iar W_{mec}, W_J, și W_{supl} energii de pierderi mecanice, prin efect electrocaloric și suplimentare. Pentru un SAE $W_e\approx 0$, W_{supl} reprezintă pierderile în miezurile magnetice, W_J — pierderile în înfășurări, iar

$$W_{mec}=W_f+W_d, \tag{11.33}$$

unde W_f reprezintă pierderile prin frecări, iar W_d pentru accelerarea și decelerarea maselor.

Metodele de estimare a pierderilor pentru SAE depind de regimul de funcționare a acestora. Astfel pentru SAE cu sarcina constantă de durată

$$W_J=R_e K_f I_m^2 \tau_f\, 10^{-3} \quad [\text{kWh}]. \tag{11.34}$$

În (11.34) I_m este curentul mediu, care se calculează cu relația

$$I_m=\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} I_k \tag{11.35}$$

unde n este numărul de intervale la care se face citirea valorii reale a curentului I_k ; R_e — rezistența echivalentă a motorului ; K_f — coeficientul de formă al curentului cu valoarea

$$K_f=\frac{\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} I_k^2}{I_m}, \tag{11.36}$$

iar τ_f este timpul de funcționare în ore. Pierderile în fier și mecanice se determină pe baza datelor de catalog sau prin încercări. Astfel, pentru un motor asincron trifazat

$$W_{sup1}+W_f=(P_0-3I_0^2R_e)\,\tau_f\,10^{-3}\quad[\text{kWh}],\tag{11.37}$$

unde P_{p0} și I_0 sînt puterea respectiv curentul de mers în gol.

Separarea energiei intrate pe componente de pierderi și părți ale *SAE* permite aprecierea atît a eficienței cît și a stării funcționale a sistemului. În acest sens, pierderile mecanice prin frecări în utilajul acționat pot, în cazul unei întreținere defectuoase, să obțină valori de pînă la 25% din energia intrată. Determinarea lor, la nivelul puterilor, se face printr-o încercare de mers în gol a *SAE* cu relația

$$P_{fu}=P_0-P_{J0}-(1-\eta_n)\,P_{1n}+P_{Jn},\tag{11.38}$$

unde P_0 și P_{J0} sînt puterea absorbită și pierderile în înfășurări la mersul în gol, η_n, P_{1n} și P_{Jn} randamentul, puterea primită la borne și pierderile în înfășurări la funcționarea nominală. Compararea acestor pierderi cu cele furnizate de fabricant permit aprecierea stării utilajului precum și reparațiile necesare.

Pierderile dinamice, $W_d=0$, întrucît SAE se găsește în regim staționar. Astfel din (11.32) se poate calcula energia utilă W_u, care, prin raportare la producția fizică realizată pe utilaj, constituie un indicator de apreciere a eficienței consumului de energie. Pentru SAE cu regim de lucru variabil analiza consumurilor de energie electrică este mult mai laborioasă și va fi particularizată pentru un SAE reglabil și reversibil de mare putere cu motoare de c.c. aferent unei caje de laminare din industria metalurgică. Schema echivalentă electrică pentru SAE este prezentată în figura 11.11 unde : U_{eT} este t.e.m. pe o fază, iar R_k și L_k rezistența și inductivitatea de scurtcircuit a transformatorului de alimentare ; R_{BA} și R_{BC} — rezistențele rețelelor în c.a. și c.c. ; n — mutatorul, iar R_r rezistența acestuia în direct ; U_{eM}, R_A și R_p — t.e.m., rezistența înfășurării rotorice în rezistența perii-colector pentru motorul de c.c. Principiul metodei constă în înregistrarea principalelor mărimi funcționale ale SAE (curent și tensiune rotorică, viteză de rotație etc.) pentru un ciclu complet de funcționare (ciclu de laminare). Prelucrarea valorilor funcționale înregistrate se face prin eșantionarea ciclului înregistrat într-un număr N de intervale de durată constantă T, numită perioadă de eșantionare, în care valorile funcționale pot fi considerate constante. Prelucrarea datelor eșantionate, avînd în vedere numărul mare, se face cu ajutorul calculatorului numeric după

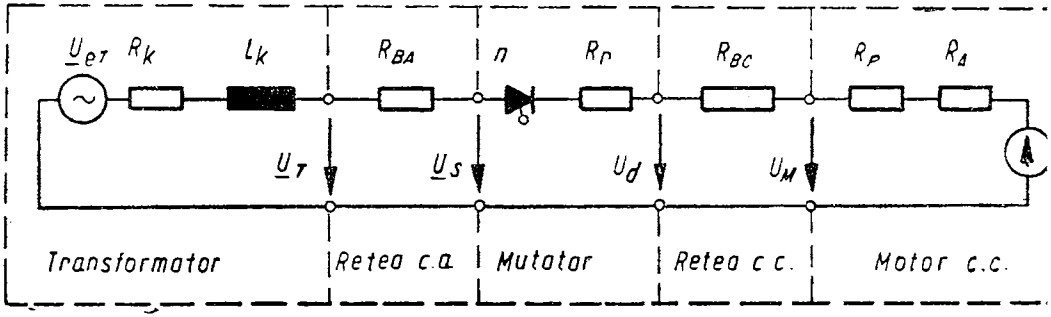


Fig. 11.11. Schema echivalentă pentru SAE reglabil cu motor de c.c.

schema logică din figura 11.12 și diagrama bilanț de puteri din figura 11.13, punctul de plecare fiind bornele de ieșire ale mutatorului, acolo unde se fac măsurătorile. Pentru funcționarea în regim de redresor a mutatorului, calculele se fac spre dreapta pentru determinarea energiei utile de laminare, W_{UL}, iar spre stînga pentru determinarea energiei intrate în sistem W_i după relațiile

$$W_{UL}=W_1-W_{RBC}-W_p-W_{RA}-$$
$$-W_M-W_U-W_D \text{ și} \quad (11.39)$$

$$W_i=W_1+W_R+W_{RBA}+W_{FT}+W_{RT}, \quad (11.40)$$

unde W_1 reprezintă energia intrată, iar W_{RBC}, W_P, W_{RA}, W_U, W_M, W_D, W_R, W_{RBA}, W_{FT} și W_{RT} componentele energiei de pierderi (fig. 11.13) în diversele părți ale *SAE*. Ele se calculează prin însumarea pe ciclu a pierderilor din fiecare perioadă de eșantionare cu relații de forma (exemplificate pentru energia intrată)

$$W_1=T\sum_{K=1}^{N} U_{dK}I_K, \quad (11.41)$$

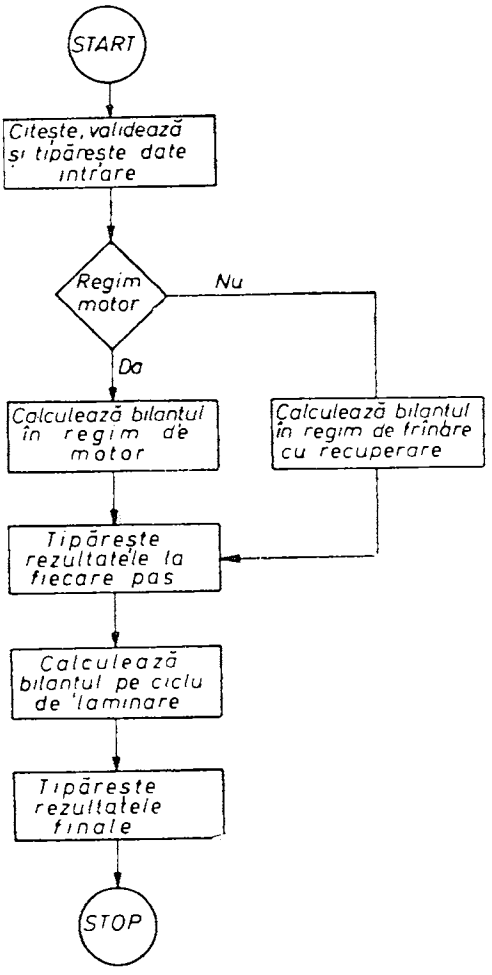


Fig. 11.12. Schema logică de calcul a bilanțului.

unde U_{dK} și I_K sînt tensiunea și curentul rotoric pentru intervalul de eșantionare K.

În calculele de mai sus o serie de mărimi funcționale, cum ar fi cuplurile de frecări, căderile de tensiune în redresor sînt considerate constante în timpul regimului dinamic, aproximație care nu influențează în mod esențial rezultatele bilanțului. Totodată se calculează și energia reactivă absorbită de SAE, aproximînd factorul de putere prin cos α_k, unde α_k este unghiul de comandă determinat din valorile înregistrate cu relația

$$\cos \alpha_K=\frac{U_{dK}}{U_{d0}}, \quad (11.42)$$

unde U_{dK} este tensiunea la ieșirea mutatorului, iar U_{do} tensiunea medie redresată de mers în gol ideală.

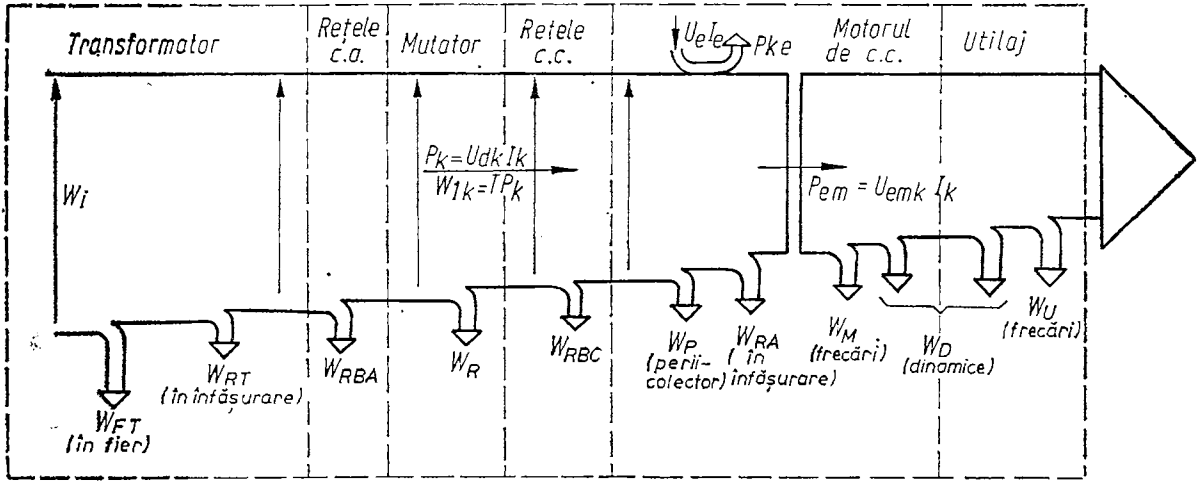


Fig. 11.13. Diagrama bilanț de putere.

Metoda de calcul de mai sus se extinde și pentru regimul de frînare cu recuperare (mutatorul în regim de invertor), punctul de plecare fiind tot bornele de ieșire ale mutatorului, prin care însă de data aceasta, se primește putere electrică de la motorul în regim de generator. Scopul este calculul energiei recuperate

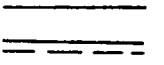
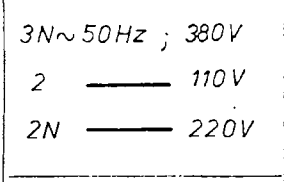
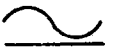
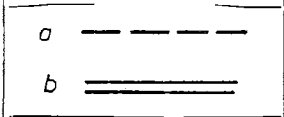
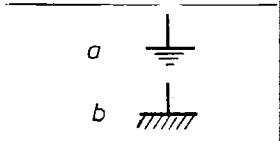
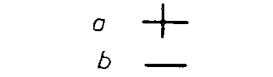
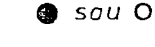
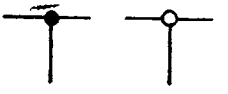
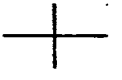
$$W_{RC}=W_1-W_R-W_{RBA}-W_{FT}-W_{RT}, \tag{11.43}$$

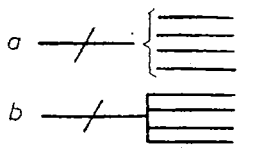
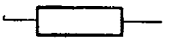
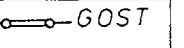
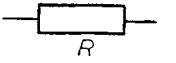
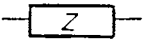
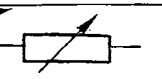
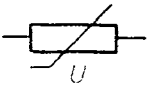
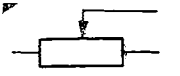
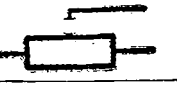
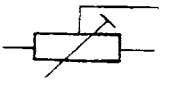
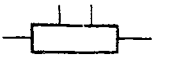
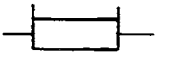
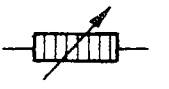
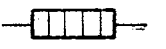
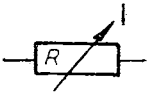
unde mărimile au aceeași semnificație și relații de calcul ca mai sus. Rezultatele aplicării acestei metodologii, pentru o cajă de laminare, sînt prezentate mai jos sub forma listei de ieșire din calculator (fig. 11.14).

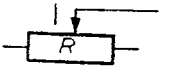
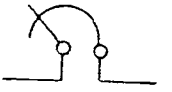
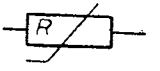
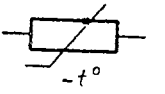
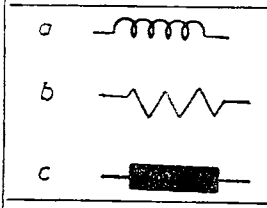
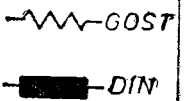
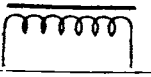
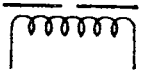
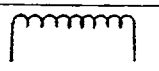
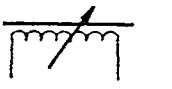
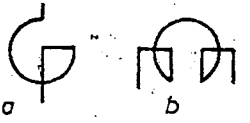
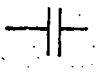
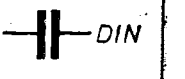
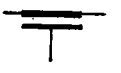
BIBLIOGRAFIE

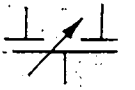
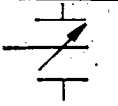
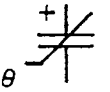
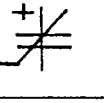
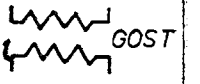
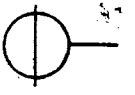
1. Atanasiu, Gh. *Mașini electrice.* Litografia I.P.T., 1973.
2. Atanasiu, Gh, *Mașini electrice speciale.* Vol. I, II. Litografia I.P.T., 1976.
3. Bâlă, C. *Mașini electrice.* Litografia I.P.B., 1971—1972.
4. Bichir, N., Răduț, C., Diculescu, A. S. *Mașini electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
5. Boțan, N. V. *Reglarea vitezei sistemelor de acționări electrice.* București, Editura tehnică, 1974.
6. Boțan, N. V. *Comanda sistemelor de AE.* București, Editura tehnică, 1977.
7. Brașovan, M., Seracin, E., Bogoevici, N. *Acționări electrice. Probleme și aplicații industriale.* București, Editura tehnică, 1960.
8. Câmpeanu, A. *Mașini electrice.* Craiova, Scrisul românesc, 1978.
9. Dordea, T. *Mașini electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1970.
10. Fransua, Al., Saal, C., Topa, I. *Acționări electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1975.
11. Fransua, Al. ș. a. *Mașini și sisteme de acționări electrice. Probleme fundamentale.* București, Editura tehnică, 1978.
12. Gheorghiu, N., Fransua, Al. *Tratat de mașini electrice.* Vol. I—IV. Editura Academiei R.S.R., 1968—1972.
13. Kelemen, A. *Acționări electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1976.
14. Micu, Em. *Mașini și acționări electrice.* Litografia I.I.S. Baia Mare, 1977.
15. Nicolaide, A. *Mașini electrice.* Craiova, Scrisul românesc, 1975.
16. Novac, I. *Mașini electrice speciale.* București, Editura didactică și pedagogică, 1967.
17. Novac, I. *Mașini electrice.* Vol. I, II. Litografia I.P.T., 1975.
18. Novac, I. *Mașini și acționări electrice.* Vol. I, II. Litografia I.P.T., 1978.
19. Richter, R. *Mașini electrice.* Vol. I—V. București, Editura tehnică, 1958—1961.
20. Richter, R. *Înfășurările mașinilor electrice.* București, Editura tehnică, 1958.
21. Seracin, E. *Acționări electrice.* Vol. I, II. Litografia I.P.T., 1980.
22. Tunsoiu, Gh. *Acționări și automatizări electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1968.

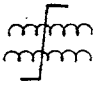
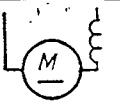
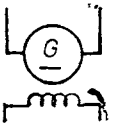
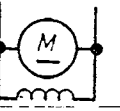
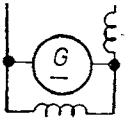
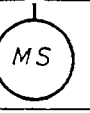
Simboluri grafice folosite în schemele de acționări electrice

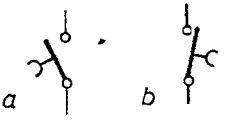
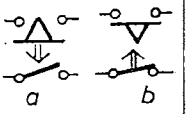
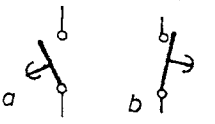
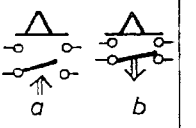
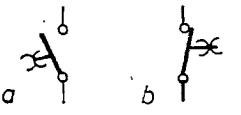
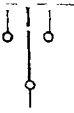
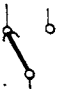
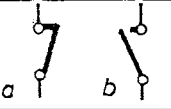
Denumirea simbolului	STAS 1590/1-9—71	Alte simboluri întîlnite
1	2	3
1. SEMNE CONVENȚIONALE		
Curent continuu, tensiune continuă.		
Curent alternativ, tensiune alternativă (în general).		
Curent alternativ trifazat cu conductor neutru, 50 Hz, 380 V. *Ex.:* curent continuu 2 conductoare 110 V; curent continuu, 3 conductoare din care unul este conductor neutru 220 V (110 V între fiecare fir extrem și firul neutru).		
Curent pulsatoriu sau redresat.		
Curent continuu și alternativ.		
Legătură mecanică (semn general) *Obs.:* semnul *b* se va utiliza dacă spațiul disponibil este redus și nu se poate utiliza semnul *a*.		
a) Legare la pămînt *b*) Legare la masă.		
a) Polaritate pozitivă *b*) Polaritate negativă.		
2. ELEMENTE DE CIRCUITE ELECTRICE — STAS 1590/2-71 și STAS 11381/6-80		
Bornă, conexiuni la borne.		
Derivația conductoarelor.		
Încrucișare a două conductoare fără legătură electrică.		

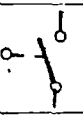
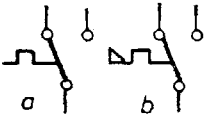
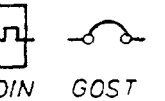
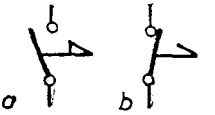
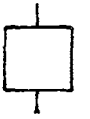
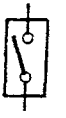
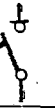
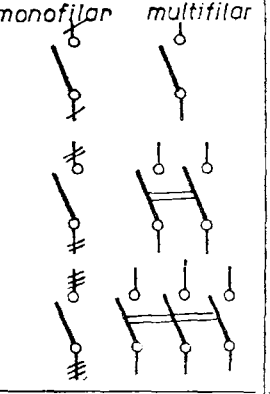
1	2	3
a) Trecerea de la reprezentarea monofilară, la cea multifilară, *b*) Indicaţia trecerii fizice de la reprezentarea monofilară la cea multifilară.		
Rezistor semn general, Semn preferat.		
Rezistenţă nereactivă.		
Impedanţă.		
Impedanţă Semn tolerat.		
Rezistor cu rezistenţă variabilă.		
Rezistor cu rezistenţă dependentă de tensiune.		
Rezistor cu contact mobil.		
Rezistor cu contact mobil cu poziţie de întrerupere.		
Potenţiometru cu contact mobil.		
Potenţiometru cu ajustare predeterminată.		
Rezistor cu 2 prize fixe.		
Şunt.		
Rezistor cu discuri de carbon.		
Element de încălzire.		
Rezistenţă cu variaţie continuă.		

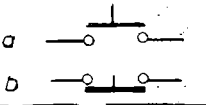
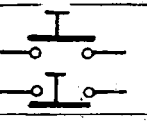
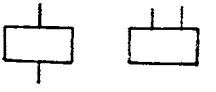
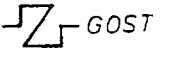
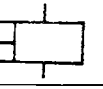
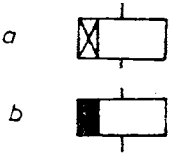
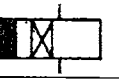
1	2	3
Rezistență variabilă în trepte cu prize.		
Rezistență variabilă cu contact mobil și variație continuă.		
Rezistență variabilă cu contact mobil în trepte cu prize.		
Reostat.		
Rezistență cu variație neliniară.		
Rezistență cu coeficient de temperatură negativ. (termistor)		
a) Înfășurare, bobină de compensare, bobină de șoc, bobină limitatoare. Se recomandă semnul *a*). În cazul folosirii semnului *a*) se poate face o diferențiere între diverse înfăș. care apar în aceeași schemă, prin numărul de semicercuri. Pentru înfășurarea serie se vor desena mai puține semicercuri.		
Inductanță cu miez feromagnetic.		
Inductanță cu miez feromagnetic și întrefier.		
Inductanță cu prize fixe.		
Inductanță continuu variabilă cu miez feromagnetic.		
Bobină de reactanță : *a*) normală ; *b*) jumelată.		
Condensator, semn general.		
Condensator de trecere.		

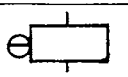
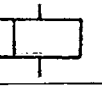
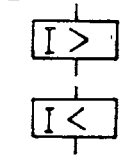
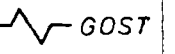
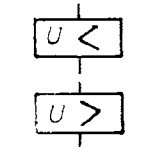
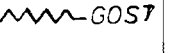
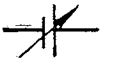
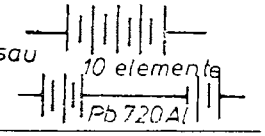
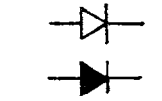
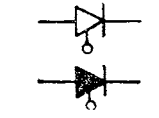
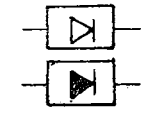
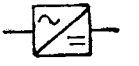
1	2	3
Condensator polarizat (de ex. condensator electrolitic).		
Condensator variabil, semn general.		
Condensator cu ajustare predeterminată.		
Condensator diferențial ajustabil. *Obs.:* la acest condensator $C_1+C_2=\text{const.}$		
Condensator variabil cu două armături mobile: *Obs.:* la acest condensator $C_1=C_2$.		
Condensator polarizat variabil funcție de temperatură, atunci cînd se folosește deliberat această caracteristică (ex. condensator ceramic).		
Condensator polarizat variabil funcție de tensiune, atunci cînd se folosește deliberat această caracteristică (ex. condensator cu semicond).		
3. CENTRALE, LINII DE TRANSPORT		
Cutie terminală		
4. TRANSFORMATOARE, TRANSDUCTOARE		
Transformator cu 2 înfășurări separate. Semn general.		
Transformator trifazat cu 2 înfășurări separate. Conexiune stea cu punctul neutru accesibil-triunghi.		
Autotransformator trifazat, conexiune în stea		
Transformator de curent semn general.		

1	2	2
Transformator de tensiune monofazat sau bifazat.		
Transformator magnetic. Semn general pentru scheme funcționale (bloc).		
Element de transductor magnetic.		
Amplificator magnetic. Semn general pentru scheme funcționale (bloc).		
5. MAȘINI ELECTRICE ROTATIVE		
Generator de curent continuu.		
Motor de curent continuu.		
Generator (*G*) sau motor (*M*) de curent continuu cu excitație serie. În exemplu, motor.		
Generator (*G*) sau motor (*M*) cu excitație separată. În exemplu, generator.		
Generator (*G*) sau motor (*M*) de curent continuu cu excitație în derivație. În exemplu, motor.		
Generator (*G*) sau motor (*M*) de curent continuu, cu excitație mixtă. În exemplu, generator.		
Generator sincron (semn general).		
Motor sincron (semn general).		

1	2	3
Motor asincron, cu rotorul în scurtcircuit (semn general).		
Motor asincron, cu rotorul bobinat (semn general).		
6. APARATE DE CONECTARE		
Contact normal deschis.		
Contact normal închis.		
Contact cu temporizare la închidere : *a*) normal deschis ; *b*) normal închis.		
Contact cu temporizare la deschidere ; *a*) normal deschis ; *b*) normal închis .		
Contact cu temporizare la închidere și deschidere : *a*) normal deschis ; *b*) normal închis.		
Contact comutator cu poziție neutră (cu întreruperea circuitului).		
Contact comutator fără poziție neutră (cu întreruperea circuitului).		
Contact comutator fără întreruperea circuitului la trecerea de pe o poziție pe alta.		
Contact cu acționare prelungită : *a*) normal închis ; *b*) normal deschis.		

1	2	3
Contact de fine de cursă.		
Contact trecător (pasager).		
Contact acționat de releu termic : *a*) cu revenire automată ; *b*) cu zăvorîre mecanică și deblocare manuală.		
Contact cu zăvorîre mecanică : *a*) normal deschis ; *b*) normal închis.		
Întreruptor pentru înaltă tensiune (raportul laturilor (1/1). Semn general.		
Întreruptor automat de înaltă tensiune (raportul laturilor 1/1,5).		
Întreruptor automat de joasă tensiune (semn general).		
Exemple de întreruptoare cu pîrghie în aer, de joasă tensiune : — monopolar ; — bipolar ; — tripolar.		
Contactor cu dispozitiv de protecție (cu întrerupere automată).		

1	2	3
Buton de comandă cu revenire automată : *a*) cu contact normal deschis ; *b*) cu contact normal închis.		
Buton de comandă fără revenire automată : *a*) cu contact normal deschis ; *b*) cu contact normal închis (cu zăvorîre mecanică).		
7. APARATE DE MĂSURAT		
Ampermetru indicator.		
Voltmetru indicator.		
Wattmetru indicator.		
Varmetru indicator.		
Turometru (tahometru).		
Contor de energie activă.		
Contor de energie reactivă.		
8. RELEE		
Bobină de releu (semn general).		
Bobină de releu rapid (dacă trebuie să se indice să acționeze mai rapid decît alte relee).		
Bobină de releu cu temporizare : *a*) la acționare ; *b*) la revenire.		
Bobina releului cu întîrziere la atragerea și eliberarea armăturii.		

1	2	3
Bobină de releu cu element de semnalizare.		
Bobină de releu polarizat.		
a) Bobină de releu maximal de curent. *b*) Bobină de releu minimal de curent.		
Bobină de releu de tensiune : *a*) minimă ; *b*) maximă.		
Organ de comandă al unui releu		
9. APARATE ŞI INSTALAŢII ELECTROTEHNICE ŞI ELECTROENERGETICE		
Pilă electrică sau acumulator *Notă :* linia lungă reprezintă polul pozitiv.		
Baterie electrică sau baterie de acumulatoare.		
Baterie cu tensiune variabilă.		
Redresor : *a*) semn general ; *b*) cu semiconductoare.		
Redresor comandat : *a*) semn general ; *b*) cu semiconductoare.		
Grup redresor (redresor + transformator) ; *a*) semn general ; *b*) cu semiconductoare.		
Convertizor static (semn general). *Obs.* : acelaşi semn se poate utiliza şi pt. traductoarele de măsură.		

1	2	3
Grup convertizor static : *a*) redresor ; *b*) ondulator *Notă :* aceste scheme se utilizează cînd apar împreună pe aceeaşi schemă.	a b	
Exemplu pentru semnul *a*) Grup redresor cu semiconductoare alimentate în curent alternativ trifazat 110 V ; 50Hz, şi furnizînd curent continuu la o tensiune de 85 V.	3 ~ 110V; 50Hz ≃ 85V a 3 ~ 110V; 50Hz ≃ 85V b	
Exemplu pentru semnul *b*). Ondulator alimentat în curent continuu 500 V şi furnizînd curent alternativ hexafazat la o tensiune de 750 V, 50Hz.	500V 6 ~ 750V; 50Hz	
Siguranţă fuzibilă *a*) Semn general *b*) Partea care rămîne întotdeauna sub tensiune poate fi indicată prin îngroşarea liniei respective.	a b	GOST
Siguranţă cu contact de semnalizare a topirii fuzibilului.	sau	
Separator cu siguranţă fuzibilă înglobată.		
Întreruptor-separator cu siguranţă fuzibilă înglobată.		
Sonerie		SUEDIA
Hupă (avertizor acustic).		
Sirenă.		
Lampă de semnalizare.		GOST
Lampă de semnalizare cu pîlpîire.		
Cleme de şir.	11 12 13 14 15 16 17	11 12 13 14 15

Coli de tipar: 30,25. Bun de tipar: 22.10.1982.
Nr. plan: 9224. Ediția: 1982.

Intreprinderea Poligrafică „Banat"
Timișoara, Calea Aradului nr. 1.
Republica Socialistă România.

Comanda nr. 85.

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, BUCUREȘTI – 1987

Lei 49